radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Bauanleitung für ein Elektronenblitzgerät

PREIS DM 2,00 · 9. JAHRGANG

VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN

JULI 1960 **14**



VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14,
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadresse: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: z. Z. Karl Belter
Redakteure: Adelheid Blodszun,
Horst Jancke, Oswald Orlik, Peter Schäffer
Veröffentlicht unter ZLN 5227 der DDR

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 und alle DEWAG-Betriebe in den Bezirksstädten der Deutschen Demokratischen Republik. Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Bestellungen nehmen entgegen

Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag

Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:

Volksrepublik Albanien: Ndermarrja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Volksrepublik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspechatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultura" Könyv és hirlap külkereskedelmi vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS



Titelbild:

Das neue Heimtongerät BG 23 wurde als Beitrag zur Lösung der ökonomischen Hauptaufgabe vom VEB Meßgerätewerk Zwönitz entwickelt. Näheres über dieses Gerät finden Sie auf Seite 432.

Foto: O. Eixner

UNSERE LESER SCHREIBEN

Betr.: Leserzuschrift über UKW-Teil aus Heft 21 (1958) im Heft 8 (1960).
Ich bin 15 Jahre, also noch ein verhältnismäßig junger Bastler. Aber ich nehme mir trotzdem das Recht, über die betreffende Zuschrift zu staunen. Wie kann man überhaupt anfangen, einen UKW-Teil zu bauen, ohne es selbst zum Spielen zu bringen? Ich habe mir im vergangenen Herbst selbst den UKW-Teil gebaut. Es sind dabei nicht die geringsten Schwierigkeiten aufgetaucht, auch nicht beim Abgleichen. Das Vorsatzgerät spielte ohne Abgleich schlecht und recht auf einem Sender. Mir selbst standen damals keine Meßinstrumente zur Verfügung. Es klappte auch mit einem einfachen Abgleichbesteck. Schon durch dieses „Abgleichen" spielte das Gerät besser als ein 11-Kreiser (!).

O. P., Rossleben/Unstrut

■

In Beiträgen über Verstärker und in dem Beitrag über die technischen Einrichtungen von Rundfunkstudios von Werner Luft wird als Maßeinheit für die Verstärkung bzw. Dämpfung oft die Einheit Dezibel (dB) angegeben.
Mich würde es einmal interessieren, was ein Dezibel überhaupt ist, wie man Verstärkungswerte und Dämpfungswerte in Dezibel ausdrücken bzw. umrechnen kann.

S. F., Falkenstein (Vogtl.)

Die Einheit Dezibel ist ein Verhältnismaß und drückt das Verhältnis zweier Leistungen, Spannungen oder Ströme aus. Zur Berechnung dient die Gleichung

$$20 \cdot \lg \frac{U_1}{U_2} \quad \text{oder} \quad \frac{I_1}{I_2} \quad \text{bzw.} \quad 10 \cdot \lg \frac{N_1}{N_2}.$$

Beispiel: Ein Spannungsverhältnis von 2 : 1 entspricht also 6 dB. Bei der Bildung des Bruches wird stets der größere Wert in den Zähler genommen. Ist von einem Vierpol die Ausgangsspannung größer als die Eingangsspannung (Verstärkung), so kann ein Pluszeichen vor den dB-Wert gesetzt werden. Ist jedoch die Ausgangsspannung kleiner als die Eingangsspannung (Dämpfung), so muß man ein Minuszeichen vor den dB-Wert stellen. Entsprechend den Regeln der Logarithmenrechnung kann man die Verstärkungen und Dämpfungen in dB einfach addieren.
Außerdem kennzeichnet man Absolutwerte von Spannungen dadurch, daß man diese mit dem international festgelegten 0-dB-Wert, entsprechend 0,775 V, ins Verhältnis setzt und entsprechend der obigen Gleichung logarithmiert.

■

Was ich suche, ist ein Buch, worin sämtliche Schaltbilder der jetzigen in- und ausländischen Fernsehempfänger enthalten sind.

O. L., Frockendorf

Ein Buch, in dem Sie sämtliche in- und ausländischen TV-Geräteschaltungen finden, gibt es nicht und wird es auch nicht geben. Ein solches Werk wäre völlig unrentabel. Der Fall, daß sich ein Leser gerade für ein bestimmtes englisches TV-Gerät der Firma Y, Baujahr 1944 (zum Beispiel) interessiert, tritt so selten ein, daß sich die Mühe nicht lohnt, sämtliche Schaltbilder anzufordern, umzuzeichnen usw.
Wir möchten in diesem Zusammenhang auf die vom Fachbuchverlag Leipzig herausgegebene neue Sammlung „Schaltungen der Funkindustrie" hinweisen, die Schaltbilder der deutschen und österreichischen Rundfunk- und Fernsehempfänger enthält.

■

1. In Zukunft wird einmal auf Band IV/V ein zweites Fernsehprogramm eingeführt werden und jeder Fernsehteilnehmer muß dann eine neue Antenne installieren lassen. Der überaus größte Teil hat aber nur 240-Ω-Kabel zur Verfügung. Da es aber keine Antennenweiche für 240 Ω gibt, muß auch ein neues Kabel gelegt werden. Besteht die Möglichkeit, Weichen für 240 Ω zu bauen?

2. Ebenso gibt es keine Verstärker für 240 Ω. Warum nicht? Oder ist das technisch nicht möglich?

3. Ich hätte gern für Band I und Band III die Dämpfungskonstante des Typs 352.0 des Kabelwerks Vacha erfahren.

4. Kann ein Verstärker auch am Empfängereingang betrieben werden (Kanalverstärker)?

S. G., Leipzig

1. Sicherlich ist es möglich, Antennenweichen auch für 240-Ω-Energieleitungen zu bauen. Im Falle einer Weiche für die Bänder III und IV/V ist dies jedoch wenig ratsam, da man im UHF-Bereich nicht mehr mit konzentrierten Bauelementen (Spulen und Kondensatoren) arbeiten kann, also im allgemeinen Leitungskreise benutzt. Der Aufbau einer Weiche würde für den Amateur äußerst schwierig werden. Hinzu kommt, daß bei den Weichen mit Verlusten gerechnet werden muß, und diese Verluste lassen sich im Band IV/V nicht ohne weiteres vernachlässigen. Bei einem vorgeschalteten Antennenverstärker wäre das prinzipiell kein Problem, aber Antennenverstärker für UHF gibt es zur Zeit noch nicht. Die wirtschaftlichste Lösung ist zur Zeit für den Amateur immer noch die getrennte Niederführung der beiden Antennenleitungen.

2. Daß es keinen Antennenverstärker für 240-Ω-Ausgang gibt, ist eine reine Zweckmäßigkeitsfrage und überhaupt kein technisches Problem. Da im allgemeinen solche Antennenverstärker für mehrere Teilnehmer bestimmt sind und deshalb die Anschlußkabel in Rohren verlegt werden, muß man Koaxialkabel verwenden, und dieses hat bekanntlich einen Wellenwiderstand von 60 ··· 70 Ω.

3. Die Dämpfung der Bandleitung vom Typ 352.0 beträgt nach Angabe des Herstellerwerkes etwa 4,7 dB je 100 m bei 100 MHz. Dies entspricht bei 200 MHz 7,4 dB/100 m und bei 50 MHz etwa 3 dB/100 m. Alle Werte gelten nur im trockenen Zustand der korrekt verlegten Leitung und können sich bei Feuchtigkeit oder unzweckmäßiger Verlegung beträchtlich erhöhen.

4. Ein Antennenverstärker unmittelbar am TV-Gerät bringt überhaupt keinen Vorteil, wenn die Grenzempfindlichkeit des Empfängers die gleiche ist wie die des Verstärkers. Das ist bei fast allen modernen TV-Geräten der Fall. Bei Anordnung des Antennenverstärkers unmittelbar an der Antenne wird die Spannung vor dem Antennenkabel erhöht, die Anordnung also günstigstenfalls um so viel empfindlicher, wie die Dämpfung der Antennenleitung beträgt.

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Bauanleitung für einen 15-W-Mischverstärker
- Das Kleinrelais ST 10
- Eine drahtlose Kommandoanlage in der Fernsehstudiotechnik
- Frequenzwandler mit Transformatoren
- Schaltungs- und Konstruktionsprobleme bei Stereorundfunkgeräten



▼ **Die Hallenser PGH „Elektro- und Wärmetechnik"** wurde im Juni vom Ministerium für Handel und Versorgung für ihre Neuentwicklungen (Teleskopantenne für Kofferempfänger usw.) sowie für ihre vorbildlichen Reparatur- und Dienstleistungen mit einem Diplom, verbunden mit einer Geldprämie, ausgezeichnet. Die PGH unterhält mehrere gut ausgerüstete Reparaturfahrzeuge, deren Einsatz mit einem UKW-Sender gesteuert wird, so daß auftretende Defekte kurzfristig behoben werden können.

▼ **Ein Europatreffen der Funkamateure,** an dem über 1000 Vertreter aus sieben Ländern teilnahmen, fand vom 3. bis 6. Juni in Leipzig statt. In radio und fernsehen 17 (1960) erscheint ein ausführlicher Bericht darüber.

▼ **In Dresden** entsteht ein neuer Betrieb der Elektroindustrie, der die Aufgabe übernehmen wird, Sondermaschinen- und Sondereinrichtungen, die von der Werkzeugmaschinenindustrie nicht gebaut werden können, für die gesamte Elektroindustrie der DDR, insbesondere für die Halbleitertechnik, zu fertigen.

▼ **Eine Universität für Automatik** ist in der Hauptstadt der Moldauischen SSR in Kinschinjow eröffnet worden.

▼ **Vom 25. Juni bis 1. Juli 1961** wird in Budapest die IMEKO 1961 (Internationale Konferenz für Meßtechnik und Gerätebau) abgehalten. Näheres darüber lesen Sie in radio und fernsehen 16 (1960). — Interessenten, die auf dieser Konferenz Vorträge mit Themen, die für die Meßtechnik und den Meßgerätebau von Bedeutung sind, halten wollen, werden gebeten, ihre Manuskripte bis zum 1. 9. 1960 an Herrn Direktor Dr. Kortum, Zentralinstitut für Automatisierung, Jena, Carl-Zeiß-Straße 1, einzureichen.

▼ Die General Electric Company meldet, daß in ihren Laboratorien **Tunneldioden noch bei 4000 MHz** arbeiten. Diese Dioden werden aus einer Gallium-Arsen-Verbindung anstelle von Silizium oder Germanium hergestellt.

▼ **Irak wird mit der Sowjetunion** ein Abkommen unterzeichnen, das die Unterstützung bei der Schaffung von Rundfunk- und Fernsehstationen vorsieht.

▼ **Für das Bolschoi-Theater in Moskau** wird Siemens die modernste Bühnen-Lichtstellanlage mit 240 Stromkreisen liefern, bei der die Helligkeit der Leuchtstofflampen über Transistoren gesteuert wird.

▼ **Die größte Wechselspannungsprüfanlage der Welt** ist in den vergangenen Monaten im polytechnischen Institut „Kalinin" in Leningrad von Fachleuten des Transformatoren- und Röntgenwerkes Dresden gemeinsam mit sowjetischen Arbeitern, Studenten und Wissenschaftlern errichtet worden. Die Kugelfunkenstrecke der Anlage ist 35 m hoch.

▼ **Gedruckte Widerstände** in Streifenform mit einer Dicke von nur 0,15 mm hat die englische Firma Mills u. Rockleys Ltd. entwickelt.

▼ **Berichtigung:** In radio und fernsehen 13 (1960) S. 426 bitten wir folgendes zu ändern. Auf der Ordinate im Bild 15 muß es statt 75, 85, 95, 105, 115 und 125 V heißen: 1,7; 1,8; 1,9; 2,0; 2,1; 2,2 V.

Halbleiterlehrgang der Kammer der Technik

Die Kammer der Technik Bezirk Potsdam führte in der Zeit vom 13. 6. 1960 bis 18. 6. 1960 einen Halbleiterlehrgang durch, dessen Thema lautete: „Die Physik und praktische Anwendung der Halbleiter in der Technik".

In der Reihenfolge der Vorträge sprachen:

Herr Dr. Schmidt vom Institut für Halbleitertechnik Teltow über „Physikalische Grundlagen der Halbleiter" und „Physik des Transistors",

Herr Ing. Halle vom Institut für Halbleitertechnik Teltow über „Technologie der Halbleiter",

Herr Dipl.-Ing. Schmidt vom Institut für Halbleitertechnik Teltow über „Entwicklungsformen und -aussichten der Halbleiter",

Herr Dipl.-Phys. Rothfuß vom Telefunken-Halbleiter-Qualitätsprüffeld Heilbronn über „Qualitätsprüfung und Lebensdauer von Transistoren",

Herr Dr.-Phys. Thuy vom Telefunken-Halbleiterwerk Ulm über „Hochfrequenzmeßverfahren bei Transistoren",

Herr Dr. Rudthemann von der Siemens & Halske Halbleiterfabrik München über „Eigenschaften und Anwendungsmöglichkeiten der Heißleiter",

Herr Dipl.-Ing. Paul von der Technischen Hochschule Dresden über „Transistor als lineares Schaltelement", „Transistor als nichtlineares Schaltelement" und „Das Frequenzverhalten von Transistoren",

Herr Dr. Lunze von der Technischen Hochschule Dresden über „Temperaturabhängigkeit der Kenndaten und Stabilisierungsmaßnahmen",

Herr Dipl.-Ing. Drechsel vom Institut für Halbleitertechnik Teltow über „Einsatz von Richthalbleitern",

Herr Dipl.-Ing. Windel vom Institut für Halbleitertechnik Teltow über „Rauschen von Halbleitern" und

Herr Ing. Höringer vom Institut für Halbleitertechnik Teltow über „Anwendung von Dioden und Transistoren in der Nachrichtentechnik".

Die Vorträge fanden im allgemeinen eine gute Aufnahme. Zu bemängeln wäre die völlig unzureichende Lehrgangsmappe. Teilweise war sie veraltet bzw. sie entsprach nicht mehr dem Vorgetragenen. Die Hörer mußten also gleichzeitig den Stoff aufnehmen, mitzeichnen und schreiben. Das war zu viel verlangt. Es wurden ja auch nicht alle Lektionen mit einer so guten Pädagogik vorgetragen wie die der Herren Dr. Thuy und Dr. Lunze.

Es wäre wünschenswert, die hier gehaltenen Referate in ausführlicher Form, vielleicht als Broschüre, herauszubringen. Man könnte so den bisherigen Teilnehmern nachträglich den geschlossenen Lehrgang in gedruckter Form überreichen, und die Hörer bei den nächsten Lehrgängen könnten sich, im Besitz dieser Broschüre, voll auf die Vorträge konzentrieren. Diese Broschüre, vielleicht in Form der Hochschullehrbriefe, würde in breitesten Kreisen einen großen Interessentenkreis finden.

Halbleiterbauelemente in der Meßtechnik

war das Thema einer am 24. und 25. Mai 1960 in Mannheim stattgefundenen Tagung. In den folgenden zwölf Vorträgen, die im Heft 8 (1960) der „Nachrichtentechnik" referiert werden, wurde die Wirkungsweise und der Einsatz der Halbleiterbauelemente für meßtechnische Anordnungen erläutert:

Prof. Dr. Welker: Halbleiter als Werkstoffe elektrischer Bauelemente;

Dr. phil. E. Arends: Halbleiterdioden in der Meßtechnik;

Dipl.-Phys. M. Sangl: Meßgeräte und Meßschaltungen mit Halbleiterdioden;

Dr.-Ing. Graßl: Der Transistor als Bauelement der Meßtechnik;

Dipl.-Ing. H. Gottmann: Der Transistor als Meßverstärker;

Dr.-Ing. K. Homilius: Der Transistor als Schalter (Relais);

Dr. L. Beug: Stromversorgungsgeräte mit Transistoren;

Dipl.-Ing. D. Gravenhorst: Halbleiter als thermisch-elektrische Umformer;

Dipl.-Phys. K. F. Zobel: Halbleiter als mechanisch-elektrische Umformer;

Dipl.-Phys. H. O. Kleiner: Halbleiter als optisch-elektrische Umformer;

Dr. F. Kuhrt: Halbleiter-Hallgeneratoren, Grundlagen und Eigenschaften;

Dipl.-Ing. E. Schwaibold: Halbleitergeneratoren, Anwendung in der Meßtechnik.

Elektrozug ohne Lokführer

Mit den Probefahrten eines elektrischen Zuges mit automatischer Steuerung wurde in Riga begonnen. Der im Waggonbauwerk der Stadt hergestellte Zug ist mit elektronischen Rechen- und Zählgeräten ausgestattet, die nach einem vorgeschriebenen Programm den Zug steuern. Die beiden Schaltpulte reagieren aber auch auf die Einwirkung der Signale und auf Abweichungen vom Programm. Demnächst werden Elektrozüge — ein zweiter ist inzwischen fertiggestellt worden — auf der Linie Moskau—Klin den Probebetrieb aufnehmen.

Elektronenrechenzentrum für die Moskauer Bauindustrie

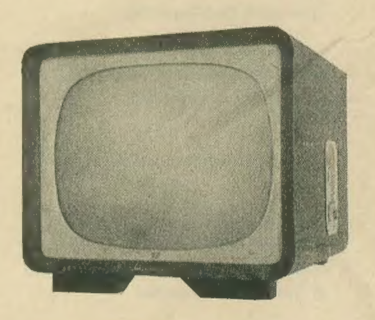
Ein elektronisches Rechenzentrum wird in der sowjetischen Hauptstadt eingerichtet. Mit seiner Hilfe soll das umfangreiche Bauprogramm überwacht und gesteuert werden. Allein in diesem Jahr werden in Moskau 90 000 Wohnungen errichtet. In den nächsten Jahren des Siebenjahrplans wird das Bauvolumen noch weiter steigen. Das für die Steuerung des Baugeschehens gegenwärtig vorbereitete Rechenzentrum, das in etwa ein bis zwei Jahren fertig sein soll, wird eine einmalige Einrichtung auf der Welt sein. Zu seiner Ausrüstung gehören die modernsten Elektronen-Rechen- und Zählgeräte. Mit Hilfe dieser Geräte sollen die zweckmäßigsten Varianten des Arbeitsablaufes auf den Baustellen ermittelt werden. Der reibungslose Ablauf aller Arbeitszyklen, vom Materialtransport bis zur Endmontage in den Häusern, wird von den Geräten kontrolliert. Auf den Baustellen werden besondere Kontrollstellen eingerichtet, die das Rechenzentrum mit Signalen ständig über den Stand informieren.

Sowjetisches Riesenteleskop

In der Sowjetunion wird gegenwärtig ein Teleskop gebaut, das mit einem Spiegeldurchmesser von 6 m das größte der Welt (das größte amerikanische hat einen Durchmesser von 5 m) sein wird. Es soll das Zentrum eines neuen Observatoriums bilden, das in etwa 2000 m Höhe im Süden der SU entstehen wird. Das neue Gerät wird nicht nur für die Beobachtung anderer Himmelskörper von Bedeutung sein; es dient auch der kosmischen Navigation von Raketen, Satelliten und Weltraumschiffen.

Ein amerikanisches Teleskop

mit 304 cm Spiegeldurchmesser, mit dem Sternensysteme beobachtet werden können, die eine Milliarde Lichtjahre von der Erde entfernt sind, wurde auf dem Mount Hamilton bei San Franzisko in Betrieb genommen.



„Wawel" heißt dieser neueste polnische TV-Empfänger mit 53-cm-Bildröhre

Hochspannung für Satelliten

Dieses von RCA entwickelte elektronische System wandelt die Hitze des Raketenauspuffes direkt in elektrische Energie um. Es hat keine mechanisch bewegten Teile. Die so erzeugte elektrische Energie kann zur Speisung von elektronischen Ausrüstungen der Rakete verwendet werden. Das System besteht aus einem Glühgeneratorrohr in der Form eines Hohlzylinders, der wie eine Hülse über dem Flammenrohr liegt. Diese ist an dem Thiokolfestbrennstoff-Raketenmotor in einem Versuchsaufbau befestigt. Die im Direktverfahren aus der Hitze erzeugte elektrische Energie wurde während des Versuches über Drähte zu Meßinstrumenten weitergeleitet.

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

9. JAHRGANG · 2. JULIHEFT **14** 1960

Das „große Radio" — Plauderei mit ernstem Hintergrund

Dieser Artikel ist jenen Zeitgenossen gewidmet, die ohne musikalische Begleitung nicht mehr leben können.

Denken wir an jene Pioniere der Rundfunktechnik, denen zum ersten Male die drahtlose Übertragung von Wort und Musik gelang. Was würden sie wohl sagen, könnten sie heute die Ergebnisse ihrer Arbeit im täglichen Leben miterleben? Über die Qualität der Wiedergabe wären sie vermutlich begeistert, über die technischen Eigenschaften und Raffinessen unserer Rundfunkempfänger auch (Radio in der Jackentasche!), aber über das, was die „Verbraucher" mit dieser Gabe anfangen, würden sie sich vermutlich die Haare raufen.

Was das uns Techniker angeht? Sehr viel. Einmal waren wir es, die an der Entwicklung von Rundfunkgeräten mehr oder weniger schuld sind; zum anderen, weil viele von uns die kulturellen Aufgaben des Rundfunks völlig verkennen; und schließlich, weil — seien wir doch ehrlich — unter den „Hintergrundgeplätscher-Fans" nicht wenige aus unserer Branche sind.

Ein junges Paar gründet eine Familie. Die Wohnung wird mit modernen Möbeln eingerichtet, und dann darf natürlich das Radio nicht fehlen. „Sie" hat zwar ein kleines Heimgerät, und „er" besitzt sein Kofferradio, das auf Straßen und Plätzen, am Badestrand und in Verkehrsmitteln die Luft mit musikalischem Geräusch erfüllt. Aber das reicht nicht. Obwohl es im Haushalt noch an mancherlei fehlt, wird ein „großes Radio" gekauft. Wie schrieb ein Leser unserer Zeitschrift so treffend an die Redaktion? „Und ist das Zimmer noch so klein, ein „Stradivari" muß hinein!" Daß unser junges Paar weder die gespreizten Kurzwellenbereiche, noch die verschiedensten Klangverfälschungsorgane jemals benutzt, spielt überhaupt keine Rolle. Das „große Radio" ist Bedingung, ist Lebensstandard, ist Kultur ... beim Wort Kultur stockt uns die Schreibmaschine.

Was machen denn eigentlich unsere jungen Leutchen mit ihrem großen Radio?

Es spielt. Es wird morgens früh angestellt, bevor es zur Arbeit geht. Das ist ganz natürlich, denn Nachrichten, Zeitansage und etwas aufmunternde Musik kann man morgens gut gebrauchen. Ist „sie" ebenfalls berufstätig, dann hat der arme Kasten wenigstens tagsüber Ruhe. Ist „sie" es nicht, so wird er gequält. Ob beim Abwasch, beim Kartoffelschälen oder beim Bügeln in der Küche, ob beim Staubsaugen oder Waschen, immer wummert das arme Rundfunkgerät leise vor sich hin. Nein, leise stimmt nicht immer. Wenn „sie" in der Küche ist, darf die Endröhre etwas weiter ausholen. Ob Nachbarin Lehmann zu einer Tasse Kaffee herüberkommt, ob der Kohlenhändler abrechnet, ... das Radio spielt. Eben so, daß es zwar die Unterhaltung nicht stört, aber „noch da" ist.

Nun denken sie nicht, daß wir die Männer in Schutz nehmen wollen. Wenn „er" zu Hause ist, spielt sich genau das gleiche ab. Abgesehen von ein oder höchstens zwei Sendungen wird ja eigentlich nicht zugehört. Beethovens Apassionata dient genauso der Untermalung trauter Gespräche beim Essen, wie der bekannte Tenor aus der Oper mit der Zigarettenarbeiterin oder der Evergreen eines bekannten Schnulzenproduzenten. Man ist da nicht wählerisch, und am Programm kann man sowieso nichts ändern. Alles schön und nett — aber Kultur? Haben dafür die Komponisten große Werke geschaffen, haben dafür Klangkörper von weltberühmten Orchestern Tonbandaufnahmen produziert? Spielten dafür Oistrach, Menuhin und Gieseking?

Es gibt Leute, und sie sind zahlreich — die im bloßen Besitz eines großen Radios ein Zeichen von Kultur sehen. Es gibt sogar Techniker, die die Legende verbreiten, daß die Industrie absichtlich die Kleinstsuper mit relativ mäßiger Wiedergabequalität für die Musikberieselung baue — für die kulturärmeren Menschen also! Eine Legende, wie gesagt, und zwar eine, die schon technisch unhaltbar ist. Außerdem ist sie überheblich, weil sie Menschen, die sich keinen großen Empfänger leisten können, zu kulturell minderwertigen Zeitgenossen stempelt.

Es wäre interessant, zu wissen, ob die Geräuschberieselungskulisse in anderen Ländern auch so gebräuchlich ist, wie bei uns. Fest steht, daß sie in den USA in großem Stile kultiviert wird. In Frankreich mußte der Betrieb von Kofferradios in öffentlichen Verkehrsmitteln wegen der Disziplinlosigkeit der Besitzer verboten werden. Fest steht aber auch, daß in den Ländern, die sich jetzt vom Kolonialismus oder aus halbfeudalen Zuständen zu modernen souveränen Industriestaaten entwickeln, die werktätigen Menschen ihr Gerät nur anstellen, wenn sie wirklich zuhören wollen. Und dann tun sie es auch — begierig zu lernen, Wissen und Kultur zu erwerben. Sollte das nur daran liegen, daß in diesen Ländern ein Rundfunkgerät noch ein Luxusartikel und kein alltäglicher Gebrauchsgegenstand ist?

Es gibt eine andere Erklärung. In der kapitalistischen Literatur existiert eine komplette Ideologie, die die Schuld an den unzulänglichen gesellschaftlichen Verhältnissen, am ungesunden, gehetzten Leben und an der „allgemeinen Kulturlosigkeit" der bösen Technik in die Schuhe schieben will. Natürlich ist das Unsinn. Nicht die stürmische Weiterentwicklung der Technik ist schuld, sondern die Gesellschaftsordnung, die mit der Weiterentwicklung der Produktivkräfte nicht fertig wird. (Ein gutes Beispiel liefert die Automation, vor der die Imperialisten bereits Angst bekommen.) Wäre also die massenweise betriebene Kulturdegeneration der Rundfunkbesitzer eine Verfallserscheinung des Imperialismus? Jawohl, das ist sie!

Aber, werden Sie nun zu Recht einwenden, seit wann gibt es denn in der DDR Imperialismus? Natürlich gibt es bei uns keine imperialistische Gesellschaftsordnung. Aber in unserem Staat leben Menschen mit allen Schwächen und geistigen Rückständen aus jener Zeit, die bei uns für immer vorbei ist. Diese geistigen Rückstände zu beseitigen, dauert lange Zeit — auch in punkto Kultur! Es gilt, eine ideologische Auseinandersetzung zu führen, die sich gegen bürgerliche Theorien wie „Zivilisation und Kultur widersprechen sich" oder „durch die Technik wird die Individualität des einzelnen eingeschränkt" und dergleichen mehr richtet.

Das „große Radio" ist also keine persönliche Note einzelner Menschen, sondern eine zeitbedingte gesellschaftliche Erscheinung. Gerade wir Techniker müssen uns bemühen, den ernsthaften Hintergrund dieser oft belächelten Modetorheit zu erkennen. Fehlt uns die Einsicht, so dürfen wir uns nicht wundern, wenn unsere Schöpfungen — auch die einfachen Rundfunkempfänger — mißbraucht werden, statt den Menschen Erholung, Entspannung, Anregung und echtes musikalisches Erlebnis zu vermitteln.

Im übrigen wird das „große Radio" bald von selbst in den Hintergrund treten. Unsere jungen Leute träumen heute schon, als erste gemeinsame Anschaffung, von einem „Fernseher" (mit ganz großer Bildröhre natürlich) ... Und den werden sie doch wohl kaum den ganzen Tag „auf dem laufenden" halten ... *—by*

Heimtongerät BG 23

Ing. HEINZ LEHMANN und Ing. HANS-GEORG FUCHS



Mitteilung aus dem VEB Meßgerätewerk Zwönitz, Entwicklungsstelle Berlin

Zur diesjährigen Leipziger Frühjahrsmesse wurde ein neues Heimtongerät ausgestellt, das den lange gehegten Wunsch eines großen Teiles der Bevölkerung nach einem modernen, billigen Heimtongerät erfüllt. Dieses Gerät — von den Werktätigen des VEB Meßgerätewerk Zwönitz als Beitrag zur Lösung der ökonomischen Hauptaufgabe geschaffen — ist ein Heimtongerät, das in seinen Eigenschaften und seiner Gestaltung dem Weltstand vergleichbarer Geräte entspricht.

Laufwerk

Die Montageplatte, auf der der gesamte mechanische Aufbau montiert ist, ist eine Aluminiumdruckgußplatte in robuster, schwingungs- und verwindungsfester Ausführung.

Die zum Antrieb gehörenden Bauteile befinden sich auf der Oberseite der Montageplatte, so daß nach Abnehmen der Kopfabdeckung und der Abdeckplatte alle wartungsbedürftigen Teile zugänglich sind (Bild 1). Der Antrieb des Gerätes geschieht durch einen leistungsstarken, geräuscharmen Asynchronmotor, der über drei parallel laufende Rundriemen die Tonachse mit ihrer Schwungmasse und die beiden Rutschkupplungen antreibt. Der Motor ist in der linken hinteren Ecke durch drei schwingungsdämpfende Gummi-Metall-Federn an der Montageplatte befestigt. Das obere Tonrollenlager ist — wie beim Heimtongerät BG 20 — ein Prismenlager. Der Druck der Gummiandruckrolle und der Zug der Antriebsriemen drückt die Tonrolle in die prismatische Führung des Lagers, die dort schlagfrei läuft. Durch diese Anordnung wird die Laufgenauigkeit der Tonrolle trotz der bei längerem Betrieb auftretenden unvermeidlichen Lagerabnutzung nicht beeinträchtigt. Da das relativ große Grundspiel des oberen Tonrollenlagers eine geringe Schwenkbewegung der Tonrolle zuläßt, mußte das untere Lager ein Kalottenlager sein. Das Schwungmassengewicht wird durch eine gehärtete Kugel abgefangen, wodurch das am unteren Lagerzapfen auftretende Reibmoment klein bleibt. Durch eine ebenfalls im unteren Tonrollenlager angebrachte Stiftschraube läßt sich das Axialspiel der Tonrolle einstellen. Das obere Lager ist auf der Kopfträgerplatte befestigt. Nach dem Lösen der vier Befestigungsschrauben dieser Platte lassen sich die Antriebsriemen im Bedarfsfall ohne Schwierigkeiten auswechseln. Zwei der Befestigungsschrau-

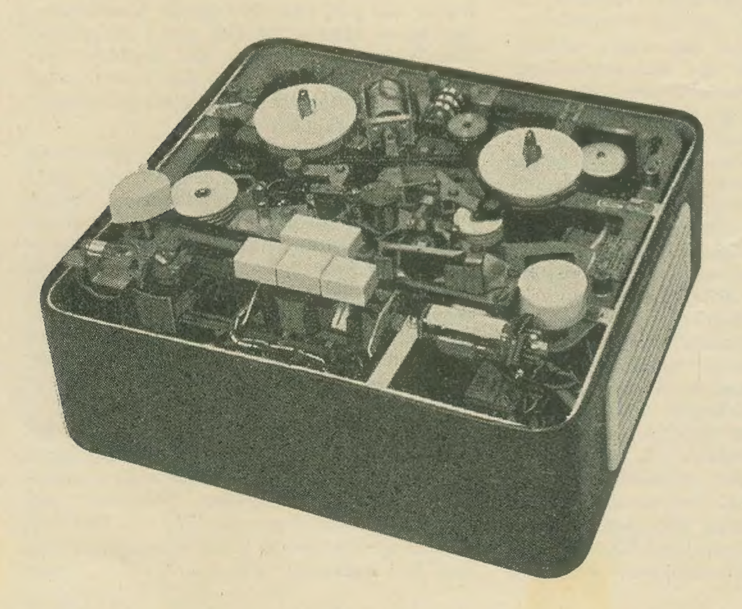


Bild 1: Ansicht des Gerätes bei entfernter Kopfabdeckung

Technische Daten

Bandgeschwindigkeit: 9,5 cm/s
Spurlage: Internationale Doppelspur
Größte verwendbare Bandspule: 15 DIN 45514
Spieldauer: 2× 45 min bei Normalband
2× 60 min bei Langspielband
Bandsorte:
CR, VEB Filmfabrik Agfa Wolfen, Verwendung besserer Bandsorten möglich
Frequenzbereich:
50 ··· 12000 Hz nach DIN 45511
Frequenzmodulation: ≦ 0,5%.
Fremdspannungabstand:
≧ 40 dB bei Vollaussteuerung nach DIN 45511
Klirrfaktor:
≦ 5% bei 333 Hz und Vollaussteuerung nach DIN 45511
Entzerrungszeitkonstante: 125 μs
Eingänge: Mikrofon ≦ 5 mV an 1 MΩ
Rundfunk ≦ 5 mV an 50 kΩ nach DIN 45511
Ausgänge: Rundfunk ≧ 0,775 V von 10 kΩ
Lautsprecher ≧ 1 W an 5Ω
Eingebauter Kontrollautsprecher: 1,5 W oval
Mithörmöglichkeit bei Aufnahme:
Rundfunkaufnahme durch eingebauten Kontrollautsprecher, Mikrofonaufnahme durch Kleinhörer
Beschleunigter Vor- und Rücklauf:
Umspulzeit etwa 2 min
HF-Vormagnetisierung und Löschung:
etwa 60 kHz
Bedienung: Drucktastensteuerung
Röhrenbestückung: ECC 83, ECL 81, EM 84
Bandanzeige:
dekadisches Zählwerk mit Nullstellungstaste
Netzanschlußspannung: 110, 125, 150, 220, 240 V; 50 Hz
Leistungsaufnahme: etwa 40 VA
Abmessung in mm: etwa 335 × 285 × 170
Gewicht: etwa 8 kp
Zubehör:
Tragetasche, Diodenkabel, 1 Leerspule, 1 Spule 250 m CR-Band

Anschlußmöglichkeit für Mischpult, Tonkoppler für Schmalfilmvertonung und Außenlautsprecher vorhanden.

Es können alle Mikrofone mit folgenden Daten verwendet werden:

Empfindlichkeit: ≧ 1 mV/μb
Impedanz: ≦ 1 MΩ

ben sind mit einem Paßansatz versehen, so daß die Kopfträgerplatte stets wieder in die gleiche Lage kommt.

Die umlaufenden Rundriemen treiben die Tonrolle und die Unterteile der Rutschkupplung an. Vom rechten Rutschkupplungsunterteil wird über eine mit Filz belegte Stahlscheibe, die mit dem Rutschkupplungsoberteil formschlüssig verbunden ist, durch Friktion ein geringes Drehmoment auf das Oberteil und damit auf die Bandspule übertragen. Bei Aufnahme oder Wiedergabe ergibt sich durch dieses Drehmoment der zum Aufwickeln des Tonbandes notwendige Bandzug. Das Kupplungsoberteil mit seinem Filzbelag liegt bei der linken Rutschkupplung nicht wie bei der rechten Rutschkupplung auf dem rotierenden Unterteil, sondern auf einem feststehenden Stahlring. Damit wirken sich Laufungenauigkeiten des rotierenden Unterteiles nicht auf das Oberteil und damit auf den Tonträger aus.

Beide Kupplungen sind gewichtsabhängige Kupplungen, d. h. es ergibt sich mit ständig änderndem Wickeldurchmesser ein immer annähernd gleichbleibender Bandzug. Die Größe des Bandzuges läßt sich durch eine in den Kupplungsoberteilen angebrachte Schraube einstellen, die über eine Druckfeder das Auflagegewicht des Oberteiles kompensiert und damit das übertragene Reibmoment verringert.

Bei Betätigen der Taste „Vorlauf" oder „Rücklauf" erhält die Erregerwicklung der entsprechenden Spule eine Gleichspannung. Unter dem Einfluß des entstehenden Magnetfeldes federt die Kupplungsscheibe soweit durch, daß sie auf dem im Unterteil angebrachten Magnettopf aufliegt und mit diesem einen geschlossenen magnetischen Kreis bildet. Hierdurch ist eine starre Verbindung des Kupplungsober- und -unterteiles vorhanden. Nach Abschalten der Spannung bei der Funktion „Halt" federt die Kupplungsscheibe in ihre Ausgangslage zurück. Dieser Vorgang läßt sich an der rechten Rutschkupplung nach Abnehmen des Oberteiles gut beobachten.

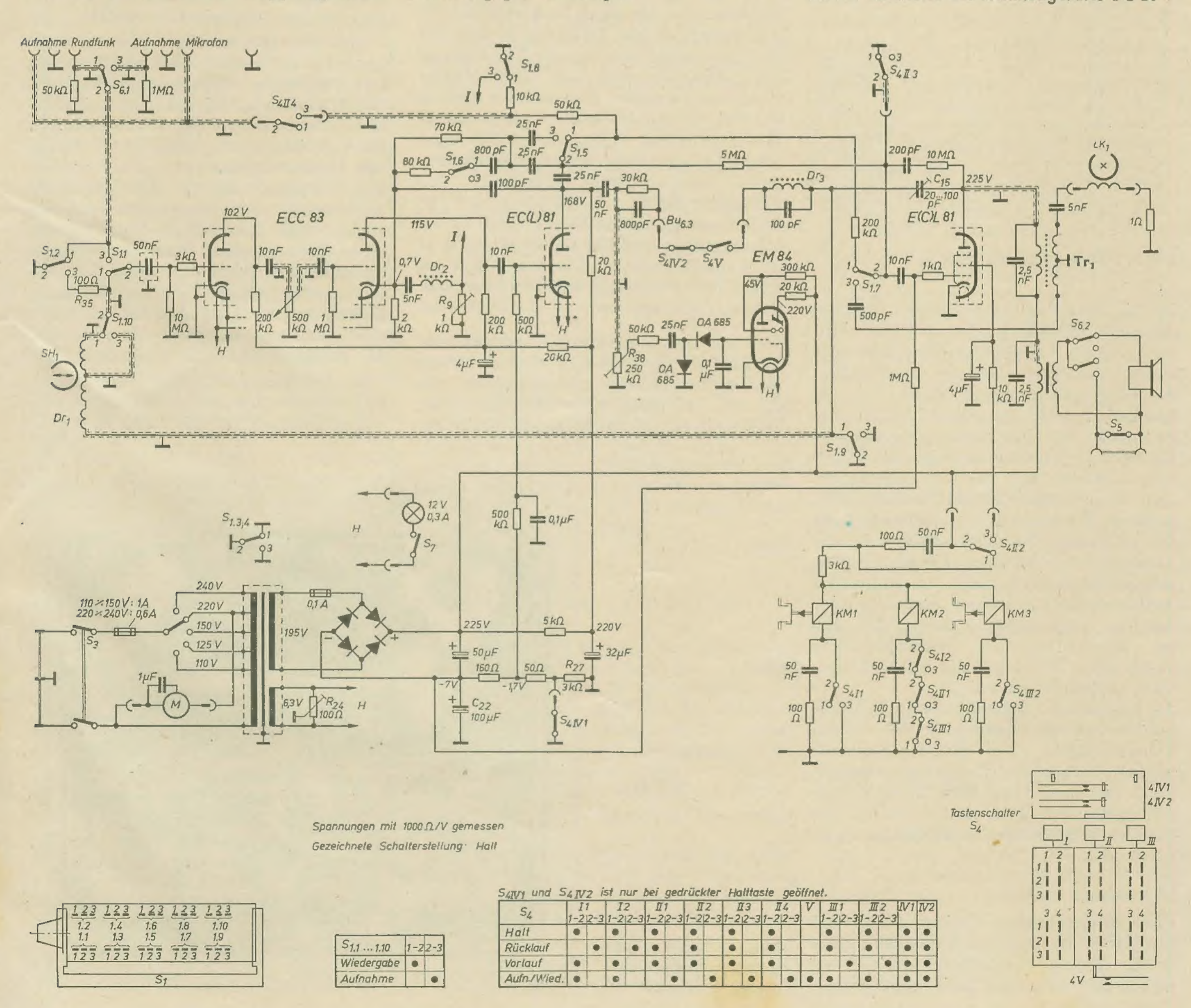
Bei Betätigen der Taste „Aufnahme" oder „Wiedergabe" schwenkt der Gummiandruckrollenhebel durch eine Hebelübersetzung gegen die Tonrolle. Gleichzeitig bewegt sich dabei das Tonband durch einen Bandführungsbolzen, der gleichzeitig die Höhenführung übernimmt, gegen die Köpfe.

Ebenfalls auf dem Andruckhebel befestigt und mit einschwenkbar ist ein mit Filz belegter, gefederter Hebel, der das Tonband gegen den Kopfspiegel des kombinierten Sprechhörkopfes drückt. Damit reduziert sich die durch ungleiches Anliegen des Magnettonbandes am Kopfspalt hervorgerufene Amplitudenmodulation.

Die Gummiandruckrolle ist so gelagert, daß sie sich im angedrückten Zustand in der in der Andruckrichtung liegenden Ebene selbsttätig in eine parallele Lage zur Tonrolle einstellt. Damit ergibt sich ein genauer, gleichbleibender, horizontaler Bandtransport. Beim Drücken der Halttaste schwenkt der Andruckhebel durch eine Drehfeder in seine Ausgangsstellung zurück.

Die Fassungen der Köpfe sind jeweils in Taumelplatten befestigt, die durch drei Schrauben mit starken Druckfedern mit der Kopfträgerplatte verbunden sind. Mit Hilfe dieser Schrauben werden die Köpfe zunächst so justiert, daß der Kopfspalt in die richtige Höhenlage und der Kopfspiegel in genaue Parallelstellung zum Tonband liegt. Mit der rechten, seitlich

Bild 2: Schaltbild des Heimtongerätes BG 23 ▼



S_{4IV1} und S_{4IV2} ist nur bei gedrückter Halttaste geöffnet.

S_4	I1		I2		II1		II2		II3		II4		V	III1		III2		IV1	IV2
	1-2	2-3	1-2	2-3	1-2	2-3	1-2	2-3	1-2	2-3	1-2	2-3		1-2	2-3	1-2	2-3		
Halt	●		●		●		●		●		●			●		●		●	●
Rücklauf		●		●	●		●		●		●			●		●		●	●
Vorlauf	●		●		●		●		●		●				●		●	●	●
Aufn./Wied.	●		●			●		●		●		●	●	●		●		●	●

$S_{1.1} \ldots {1.10}$	1-2	2-3
Wiedergabe	●	
Aufnahme		●

der Köpfe angebrachten Schraube, läßt sich danach der Kopfspalt genau senkrecht mit Hilfe eines Bezugsbandes „eintaumeln", ohne daß sich die vorher beschriebene Höheneinstellung ändert.
Der Bremsmagnet betätigt über ein Hebelgestänge die mit Gummi belegten Bremsscheiben. Die Bremshebel mit den Bremsscheiben drücken dadurch federnd gegen die Kupplungsoberteile. Der Andruck ist einstellbar. Die Bremshebel sind mit schräg gestellten Lappen versehen, so daß die lose gelagerten Bremsscheiben keilförmig in ihre Bremsstellung gezogen werden. Unterschiedliche Winkelstellungen der Lappen ergeben in beiden Drehrichtungen der Kupplungsoberteile verschieden große Bremsmomente und verhindern somit eine Schlaufenbildung. Die Bremsscheiben führen bei jedem Bremsvorgang eine geringfügige Drehbewegung aus, so daß sich die Abnutzung auf den ganzen Umfang gleichmäßig verteilt und eine hohe Lebensdauer möglich ist.

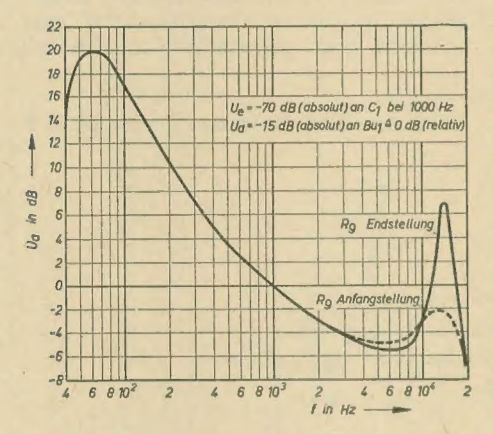


Bild 3: Wiedergabefrequenzgang

Die zwischen den beiden Kupplungen angebrachte Bandanzeigeeinrichtung wird vom rechten Kupplungsoberteil über eine endlose Gummirundschnur angetrieben. Als Anzeigeeinrichtung dient ein für Magnettongeräte neuartiges dekadisches Zählwerk mit Nullstellungsdrucktaste. Da sich die Umdrehungszahl des Kupplungsoberteiles mit zu- bzw. abnehmendem Durchmesser ändert, besteht kein linearer Zusammenhang zwischen der Ziffernanzeige des Zählwerkes und der Spielzeit des Tonbandes. Die angezeigten Ziffern stellen Merkzahlen für ein leichtes Auffinden einer beliebigen Stelle des Bandes dar. Voraussetzung hierfür ist, daß am Bandanfang die Zählwerkanzeige durch einen Druck auf die Nullstellungstaste gelöscht wird.
Als Lagerstellen der rotierenden Teile des Laufwerkes mit Ausnahme des oberen Tonrollenlagers sind mit Sintermetallbuchsen ausgerüstet und daher normalerweise erst nach etwa 1000 Betriebsstunden nachzuölen. Für alle Lagerstellen ist das gleiche Schmiermittel, Custanol S, zu verwenden.

Elektrischer Aufbau

Für den elektrischen Aufbau ist, wie bei den BG-20-Geräten, auch hier ein gesondertes Chassis vorgesehen, um die bewährte übersichtliche Baugruppengestal-

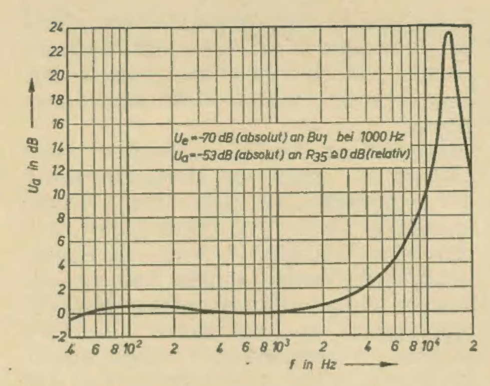
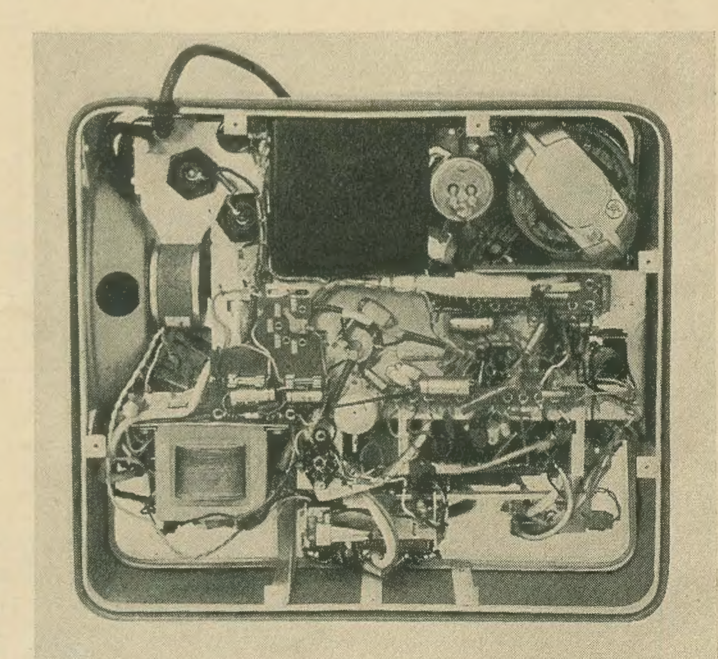


Bild 4: Aufnahmefrequenzgang

tung zu erhalten. Der elektrische Aufbau enthält den Entzerrer mit Netzteil und ist bis auf die Sprechhörkopfanschlüsse mit dem Laufwerk durch Steckverbindungen zusammengeschaltet und mechanisch durch Schraubverbindungen mit der Montageplatte verbunden.
Der Entzerrer ist mit den Röhren ECC 83 und ECL 81 bestückt (Bild 2). Das E(C)L-81-System mit 6,5 W Anodenverlustleistung arbeitet bei Aufnahme als HF-Generator und bei Wiedergabe als Endstufe für den eingebauten 1,5-W-Lautsprecher oder für einen anzuschließenden Außenlautsprecher. Das erste System der ECC 83 nimmt eine lineare Verstärkung der Aufsprech- bzw. der Hörkopfspannung vor. Zwischen dem zweiten System der ECC 83 und der EC(L) 81 liegt die für Wiedergabe und Aufnahme jeweils eingeschaltete Gegenkopplung, die die erforderlichen Frequenzgänge herbeiführt. Den Frequenzverlauf bei Wiedergabe und Aufnahme zeigen die Bilder 3 und 4. Die Umschaltung des Entzerrers übernimmt ein kapazitätsarmer Schiebeschalter, der durch den linksseitig angebrachten Aufnahme/Wiedergabeschalter betätigt wird.

Der zur Verwendung kommende Sprechhörkopf ist ein moderner Kleinkopf, der mit seiner effektiven Spaltbreite von 3,5 μm in Verbindung mit der Entzerrungszeitkonstante von 125 μs den genannten Übertragungsbereich bei ausreichendem Rausch- und Brummabstand ermöglicht. Werden — obgleich davon abzuraten ist — anstelle des CR-Bandes, Bänder mit großer Oberflächenrauhigkeit, z. B. CH-Band benutzt, so ist wegen des ungleichmäßigen Band-Kopfspiegelkontaktes bei der vorliegenden kleinen Spaltbreite mit einer merklichen Qualitätseinbuße, vorwiegend Amplitudenmodulation, zu rechnen. Ebenfalls verschlechtert sich wegen des relativ niedrigen äußeren Bandflusses dieser älteren Bandtypen der Fremdspannungsabstand beträchtlich.
Der Löschkopf ist ein Ferritdoppelspaltkopf, der bei geringem HF-Leistungsbedarf eine mehr als ausreichende Löschdämpfung garantiert.
Für die Aussteuerungsanzeige ist die Abstimmanzeigeröhre EM 84 eingesetzt worden, die sich mit ihren Leuchtbalken harmonisch in die klare Linienführung des Gerätes einfügt. Die Schaltung der EM 84 ist so ausgelegt, daß eine Übersteuerung eindeutig angezeigt wird. In solchem Fall laufen die beiden Leuchtbalken in der Mitte übereinander, der Übersteuerungsbereich leuchtet etwa mit doppelter Helligkeit, so daß auch kurzzeitige über die Vollaussteuerung liegende Impulse der Bedienende bemerkt.
Durch die ökonomische Röhrenbestükkung ließ sich der Netzteil leicht und einfach auslegen. Durch Speisung der E(C)L 81 vom reichlich bemessenen Ladekondensator konnte der Siebaufwand für die Vorröhren gering gehalten werden. In den Betriebsstellungen „Halt", „Vor- und Rücklauf" ist die E(C)L 81 durch Auftrennen der Schirmgitterspannung abgeschaltet. Der nicht benötigte Anodenstrom dient bei dieser Betriebsstellung zur Speisung des Brems- bzw. des Vor- oder Rücklaufkupplungsmagneten. Durch diese Maßnahme konnte man auf eine besondere Gleichspannung für die Steuerung der Betriebsfunktionen verzichten.
Um eine remanente Magnetisierung des Sprechhörkopfes und ein Aufzeichnen von Schaltimpulsen auf das Band zu verhin-


Bild 5: Ansicht des Gerätes bei abgenommener Bodenplatte

dern, wird durch die Halttaste nach jeder Aufnahme im Netzteil der Widerstand R_{27} zur Erhöhung der Gittervorspannung eingeschaltet, bevor durch den Schiebeschalter die Umschaltung des Entzerrers auf Wiedergabe erfolgt.

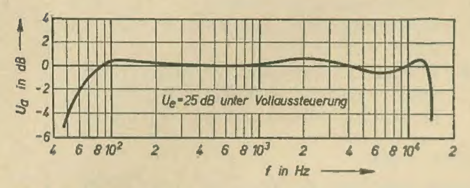


Bild 6: Frequenzgang über Band

Der Spannungswahlschalter und die Netz- und Anodensicherung sind nach Abnehmen der Bodenplatte — Netzstecker ziehen! — leicht zugänglich. Das gleiche trifft für die Schaltteile des Entzerrers zu, die bis auf wenige Ausnahmen ohne Ausbau des Gerätes aus dem Gehäuse von unten erreichbar angeordnet sind (Bild 5).

Abgleich

Der Abgleich des Löschstromes ist mit dem Kern der HF-Generatorspule Tr_1 auf maximalen Löschstrom (etwa 80 mA) vorzunehmen. Danach muß der Sperrkreis Dr_3 auf Minimum der HF-Spannung an Buchse $Bu_{6.3}$ eingestellt werden. Mit dem Trimmer C_{15} ist die Vormagnetisierung einzustellen (Richtwert 3,0 mA). Der Frequenzgang über Band wird aufsprechseitig mit der Vormagnetisierung korrigiert, wiedergabeseitig mit der Drossel Dr_2 und dem Einstellregler R_9. Die Messung des Frequenzganges über Band muß mindestens 25 dB unter Vollaussteuerung erfolgen (wie im Bild 6). Sofern ein Meßband bis 12 kHz mit einer Entzerrungszeitkonstante von 125 μs vorliegt, läßt sich der Wiedergabefrequenzgang vor dem Aufnahmefrequenzgang gesondert abgleichen.

Mit dem Einstellregler R_{38} wird die Vollaussteuerung der EM 84 eingestellt, die so zu erfolgen hat, daß sich die Leuchtbalken gerade berühren, wenn die Verzerrungen bei größer werdendem Aufsprechpegel bei 333 Hz $k_3 = 5\%$ überschreiten.

Die Einstellung auf geringste Fremdspannung ist mit angeschraubter Bodenplatte durch R_{24} und Dr_1 vorzunehmen.

Bedienung

Die einzelnen Funktionen werden durch einen vierteiligen Drucktastenschalter in Stahlblechausführung eingeschaltet. Seine Tastenfunktionen sind: linke Taste — schneller Rücklauf, rechte Taste — schneller Vorlauf, mittlere Taste — normaler Vorlauf, hintere lange Taste — Halt.

Der Entzerrer wird in Stellung „Halt" durch den linken Knebelschalter auf „Aufnahme" geschaltet. Das Fenster des Eingangswahlschalters (Mikrofon- oder Rundfunkaufnahme) leuchtet zur Warnung auf. Um unbeabsichtigtes Löschen zu vermeiden, ist der Aufnahme/Wiedergabeschalter nach jedesmaligem Drücken der Halttaste durch mechanische Abhängigkeit zwangeläufig auf „Wiedergabe" geschaltet. Der Eingangswahlschalter dient bei Wiedergabe zur Abschaltung des eingebauten Kontrollautsprechers. Während einer Rundfunkaufnahme kann man am eingebauten Kontrollautsprecher die Aufnahme mithören. Bei Mikrofonaufnahmen ist der Kontrolllautsprecher zur Vermeidung akustischer Rückkopplung zwangsläufig abgeschaltet. Mit einem an die Außenlautsprecherbuchsen anzuschließenden Kleinhörer kann auch in dieser Betriebsstellung die Aufnahme mitgehört werden.

Rechts, symmetrisch zum Aufnahme/Wiedergabeschalter, ist der Aussteuerungsregler angebracht. Er dient bei Wiedergabe zur Regelung des Ausgangspegels an den Diodenbuchsen bzw. der Wiedergabelautstärke des Kontrollautsprechers und übernimmt gleichzeitig die Netzeinschaltung. Die Aussteuerung hat so zu erfolgen, daß sich die Leuchtbalken der EM 84 bei den lautesten Stellen der aufzunehmenden Modulation gerade berühren. Nach Umschalten des Aufnahme/Wiedergabeschalters in die Stellung „Aufnahme" bei Halt kann bei stehendem Band die Aussteuerung vorgenommen werden. Um eine Übersteuerung bei hohen Frequenzen zu vermeiden, ist die Anzeige frequenzabhängig annähernd der Aufsprechüberhöhung ausgelegt.

Im Anschlußfeld sind die beiden Eingangsbuchsen für Mikrofon- und Rundfunkaufnahme angebracht. Zum Anschluß eines Außenlautsprechers ist eine genormte Anschlußbuchse vorgesehen. Die Netzanschlußschnur des Gerätes ist fest herausgeführt.

Das Gerät läßt sich mit einem Tonkoppler zur Schmalfilmvertonung benutzen. Der Anschluß eines Mischpultes an die Mikrofoneingangsbuchse ist möglich. Als Zubehör wird eine Tragetasche geliefert, in der das Gerät leicht zu transportieren ist. Um die Lüftung des Gerätes zu gewährleisten, ist das Gerät nicht in der Tragetasche in Betrieb zu nehmen.

ÜBERTRAGER

für magnetische Tonabnehmer vom Typ 1086.301

GERHARD HOHMUTH

Die hohe Güte der magnetischen Abtaster hat zur Folge, daß immer ein gewisser Prozentsatz der gefertigten Schallplattenabspielgeräte mit diesen bestückt werden wird, während der überwiegende Teil der Geräte mit Kristalltonabnehmern ausgerüstet wird. Ganz offensichtlich wird diese Frage wesentlich vom Preis abhängen. Der Mehrpreis eines mit einem solchen Abtaster ausgerüsteten Laufwerkes gegenüber einem solchen mit Kristallabtaster ist zum größten Teil durch den bisher üblichen Vorverstärker bedingt, und es liegt auf der Hand, daß dieser Mehrpreis bei Verwendung eines Übertragers wesentlich niedriger sein kann. In einem Bericht über das Vier-Touren-Laufwerk Ziphona P 10 [1] wurde bereits einiges über den Übertrager für magnetische Tonabnehmer berichtet. Im folgenden sollen weitere Einzelheiten, die der Entwicklung zugrunde lagen, sowie besonders Fragen seines zweckmäßigsten Einsatzes behandelt werden.

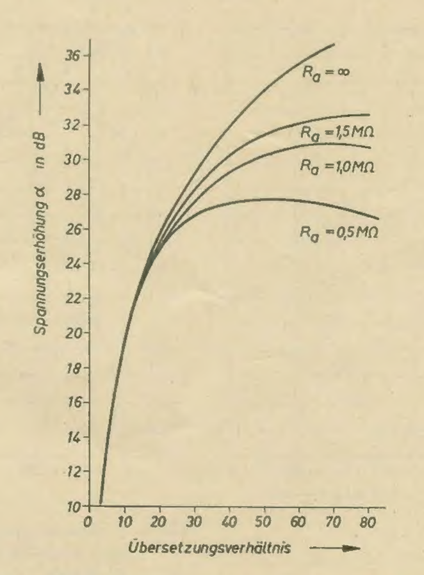


Bild 1: Übersetzungsverhältnis und erreichbare Spannungserhöhung

Maximales Übersetzungsverhältnis

Der Generatorwiderstand, d. h. der Innenwiderstand des Abtasters kann bis zu einigen kHz praktisch mit 200 Ω angenommen werden. Der Eingangswiderstand eines Rundfunkempfängers soll nach DIN 45 310 > 500 kΩ sein. Meist liegt er bei etwa 1 MΩ. Die mit diesen Werten in Abhängigkeit vom Übersetzungsverhältnis eines idealen Übertragers erreichbare Spannungserhöhung α geht aus Bild 1 hervor. Die Bestimmung des Wertes von α erfolgte nach der Beziehung

$$\alpha = \ddot{u} \frac{\frac{Ra}{\ddot{u}^2}}{\frac{Ra}{\ddot{u}^2} + R_G}$$

$$\left(\text{wobei } \ddot{u} = \frac{w_2}{w_1} \text{ ist}\right)$$

unter Zugrundelegung des Ersatzschaltbildes Bild 2, wobei die Werte R_p und $\frac{R_s}{\ddot{u}^2}$ in der Rechnung vernachlässigt wurden, da sie klein gegen die anderen Größen sind.

Wie sich zeigt, kommt ein Übersetzungsverhältnis von 1 : 40 bei einem Abschlußwiderstand von 1 MΩ dem Optimum sehr nahe, bei 0,5 MΩ stellt es bereits das Optimum dar. Aus diesem Grunde wurde ein ü von 1 : 40 gewählt.

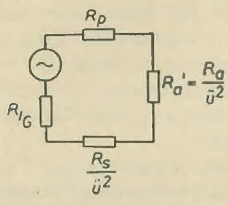


Bild 2: Ersatzschaltbild, das der Bestimmung der Spannungserhöhung (Bild 1) zu Grunde liegt

Dimensionierung und Aufbau des Übertragers

Zweckmäßigerweise ist ein Eingangsübertrager mit einem UI-Schnitt aufzubauen, da damit ein symmetrischer Wicklungsaufbau mit zwei Spulenkörpern möglich ist und die Streufeldempfindlichkeit stark reduziert werden kann.

Der kleinste normmäßige Schnitt ist UI 30 nach DIN 41302. Die Erreichung der erforderlichen Primärinduktivität von etwa 1 H und des hohen Übersetzungsverhältnisses war nur möglich bei Verwendung eines hochpermeablen Kernwerkstoffes. Gewählt wurde DIN 41301 E 3 (Mu-Metall).

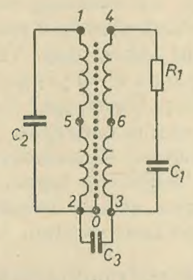


Bild 3: Schaltung der Übertrager 1086.301-00005; -00006 und -00007. Klemmen 1—2 Eingang; Klemmen 3—4 Ausgang

Die Wicklung konnte als einfache Scheibenwicklung angeordnet werden, da die Wicklungskapazität auf Grund des durch die Entzerrungsglieder bedingten sehr niedrigen Abschlußwiderstandes bei hohen Frequenzen ohne Einfluß auf den Frequenzgang ist.

Durch maximale Wicklungsausnutzung wurde die Anzahl der Bleche auf 16 Stück begrenzt. Die Erzielung eines niedrigen Eisengewichtes war deshalb besonders vordringlich, weil der Kilopreis der Bleche UI 30 in Mu-Metall etwa 35···40 DM beträgt.

Da das Übertragungsmaß des magnetischen Abtasters bei Anregung mit konstanter Schnelle linear verläuft, muß die erforderliche Schneidkennlinienentzerrung im Übertrager erfolgen. Die Schneidkennlinienentzerrung erfordert eine starke Tiefenanhebung (50 Hz + 16,5 dB gegenüber 1 Hz) und eine Höhenabsenkung (10 kHz — 10,5 dB gegenüber 1 kHz). Die Tiefenanhebung wird im vorliegenden Fall durch die Parallelschaltung einer RC-Reihenschaltung zur Sekundärwicklung erreicht, während zur Höhenabsenkung der Anstieg des Innenwiderstandes des Abtasters ausgenützt wird.

Da die bei 1 kHz verbleibende Spannungserhöhung von der Tiefenanhebung abhängt, wurden drei Varianten entwickelt, die sich in der Entzerrung unterscheiden (siehe Meßergebnisse).

Die Übertrager -00005, -00006 und -00007 sind so aufgebaut, daß eine galvanische Trennung zwischen Primär- und Sekundärwicklung erreicht wird und letztere gegen die Primärwicklung und den Kern eine solche Isolationsfestigkeit besitzt, daß die Prüfung mit 1500 V~ erfolgen kann. Damit ist erstmalig die Möglichkeit gegeben, einen Plattenspieler aufzubauen, der beim Betrieb mit einem Rundfunkempfänger in Allstromschaltung eine einwandfreie Trennung des Tonabnehmers vom Netz besitzt, so daß keine Gefahr für den Bedienenden besteht. Um Brummschwierigkeiten zu vermeiden, wird vom „kalten Ende" der Sekundärwicklung nach Primär ein Berührungsschutzkondensator (5000 pF) eingebaut. Die Schaltung eines solchen Übertragers zeigt Bild 3. Die elektrischen Größen der Bauelemente betragen darin:

Übertrager nach Zeichnungs-Nr. 1086.301-00005

C_1 KF-Kondensator 10000 pF ± 5% 125 V
C_3 Berührungsschutzkondensator 5000 pF (b) 220 V ~ 2700 V—
R_1 Widerstand best. aus Reihenschaltung Schichtwiderstand 30 kΩ ± 5% 0,1 W Schichtwiderstand 5 kΩ ± 5% 0,1 W

Übertrager nach Zeichnungs-Nr. 1086.301-00006

C_1 KF-Kondensator 5000 pF ± 5% 125 V
C_2 Duroplast-Kondensator 25000 pF 125 V
C_3 Berührungsschutzkondensator 5000 pF (b) 220 V ~ 2700 V—
R_1 Schichtwiderstand 60 kΩ ± 5% 0,1 W

Übertrager nach Zeichnungs-Nr. 1086.301-00007

C_1 KF-Kondensator 1000 pF ± 5% 125 V
C_2 Duroplast-Kondensator 25000 pF 125 V
C_3 Berührungsschutzkondensator 5000 pF (b) 220 V ~ 2700 V—
R_1 Schichtwiderstand 160 kΩ ± 5% 0,1 W

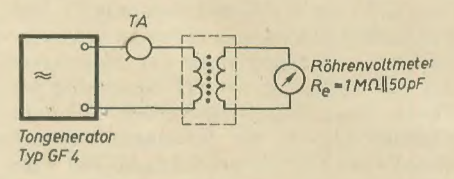


Bild 4: Meßschaltung

Bei den Übertragern -00008, -00009 und -00010 entfällt C_3, an seiner Stelle ist eine Drahtverbindung eingelötet.

Der Übertrager ist an einem Stahlblechwinkel befestigt. Dieser Winkel trägt gleichzeitig eine Hartpapierplatte mit Lötösen. Zur statischen Abschirmung der Anschlüsse und Bauelemente wird ein Abschirmblech aus Aluminium aufgefedert. Zur magnetischen Abschirmung ist über den Spulen ein Ring aus Mu-Metall angebracht.

Meßergebnisse

Wie bereits erwähnt, wurden drei unterschiedliche Entzerrungen gewählt.

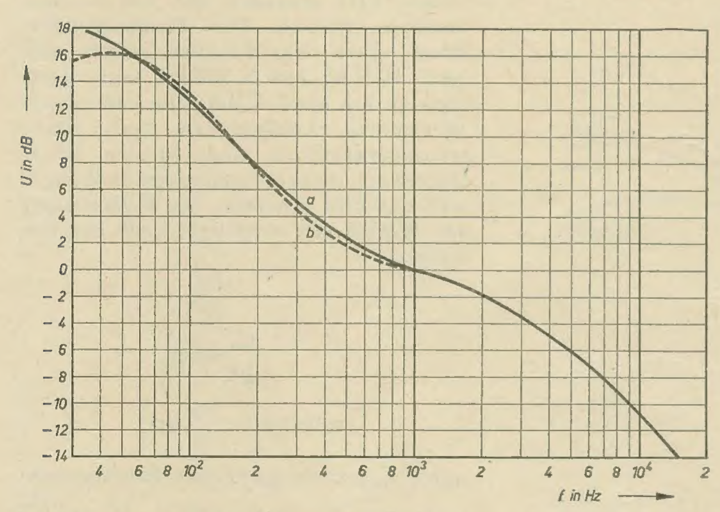


Bild 5: Frequenzgang des Übertrages -00005
a) Sollkurve DIN 45533
b) gemessener Frequenzgang

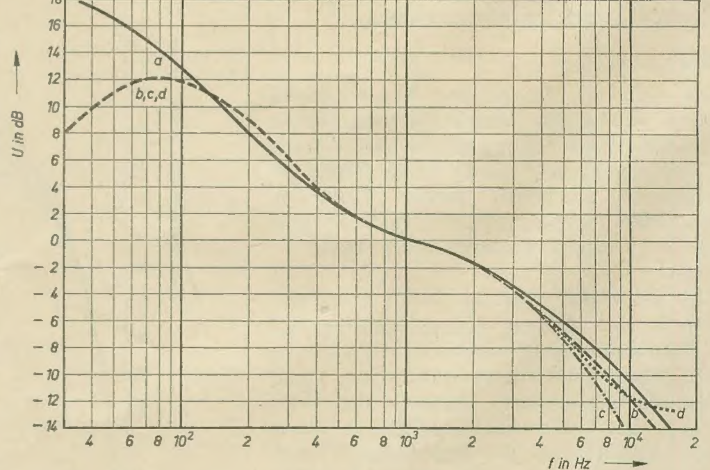


Bild 6: Frequenzgang des Übertragers -00006
a) Sollkurve DIN 45533
b) ohne C_2
c) mit Kabelkapazität 200 pF an 3 — 4 (ohne C_2)
d) mit Kabelkapazität 200 pF an 3 — 4 und C_2

Übertrager nach Zeichnungs-Nr. 1086.301-00005/-00008

Dieser Übertrager ermöglicht eine nahezu ideale Entzerrung der Schneidcharakteristik, allerdings ist die Spannungserhöhung bei 1 kHz mit 11 + 1 dB relativ gering. Mit der Meßschaltung, Bild 4, wurde der Frequenzgang (Bild 5) ermittelt.

Übertrager nach Zeichnungs-Nr. 1086.301-00006/-00009

Dieser Übertrager stellt einen guten Kompromiß zwischen Tiefenanhebung und Spannungserhöhung bei 1 kHz (15+1 dB) dar. Frequenzgang Bild 6, Kurve b.

Die zu geringe Tiefenanhebung unter 80 Hz wirkt sich meistens nicht nachteilig aus, da die meisten Geräte diese Frequenzen nicht wiedergeben können bzw. dieser Abfall kann als Rumpelfilter ausgenutzt werden.

Da sehr häufig mit Kabelkapazitäten um 200 pF gearbeitet wird, ist in diesem Übertrager die Kapazität C_2 zur Kompensation des durch die Kabelkapazität bedingten Höhenabfalls eingebaut. (Kurve c und d im Bild 6.)

Übertrager nach Zeichnungs-Nr. 1086.300-00007/-00010

Bei diesem Übertrager ist mit Rücksicht auf eine hohe Spannungserhöhung bei 1 kHz (23 + 1 dB) nur eine mäßige Tiefenanhebung gewählt worden. (Frequenzgang Bild 7.)

Dieser Übertrager besitzt nicht nur eine geringere Tiefenanhebung, sondern bedingt durch den relativ hochohmigen Querwiderstand R_1 wird bei hohen Frequenzen der Abfall durch die Streukapazität wirksam. Da jedoch die tiefen Frequenzen benachteiligt sind, wird durch die Höhenabsenkung ein gewisses Gleichgewicht erzielt. Zur Kompensation der Kabelkapazität wird auch hier C_2 eingesetzt.

Bild 7: Frequenzgang des Übertragers -00007
a) Sollkurve DIN 45533
b) ohne C_2
c) mit Kabelkapazität 200 pF an 3—4 (ohne C_2)
d) mit Kabelkapazität 200 pF an 3—4 und C_2

Daten

Die Übertrager sind ausgelegt für die Zusammenschaltung mit den magnetischen Abtastern des VEB Funkwerk Zittau. Bei der Zusammenschaltung ergeben sich folgende resultierende Eigenschaften (siehe Tabelle)

Beim Zusammentreffen der Plus-Toleranzen von Abtaster und Übertrager werden diese Spannungen um etwa 4 dB größer.

Abschlußwiderstand: 1 MΩ, parallel maximal 200 pF (einschließlich Kabelkapazität).

(Bei 500 kΩ verringert sich die Tiefenanhebung unterhalb 200 Hz um etwa 1 dB).

Die Varianten -00005, -00006 und -00007 können in Verbindung mit Allstrom-Rundfunkempfängern betrieben werden.

Abmessungen der Übertrager: 55×43 ×37 mm.

Gewicht der Übertrager: 130 p.

Übertragungsbereich 30···15000 Hz

Abweichungen von der Schneidkennlinie nach DIN 45533, 45536 und 45557.

	mit System 2 bzw. 3	mit System 4
-00005 und -00008	30 ··· 15000 Hz ± 5 dB 30 ··· 10000 Hz ± 3 dB	30 ··· 15000 Hz ± 3 dB 30 ··· 12000 Hz ± 3 dB
-00006 und -00009	30 ··· 15000 Hz ± 5 dB 80 ··· 10000 Hz ± 3 dB	30 ··· 15000 Hz ± 5 dB 80 ··· 12000 Hz ± 3 dB
-00007 und 00010	30 ··· 15000 Hz — 10 dB	30 ··· 15000 Hz — 10 dB

Ausgangsspannung

Bei Vollaussteuerung der Schallplatten steht an den Ausgangsklemmen des Übertragers folgende Mindestspannung:

Schallplatten	M 33 DIN 45537	M 45 DIN 45536	N 78 DIN 45533
-00005 und -00008	125 mV	150 mV	200 mV
-00006 und -00009	198 mV	238 mV	316 mV
-00007 und -00010	495 mV	595 mV	790 mV



Bild 8: Übertrager -00006 mit abgenommener Abschirmkappe

Zusammenfassung

Die vorliegenden Übertrager gestatten den Einsatz der magnetischen Abtaster des VEB Funkwerk Zittau an Rundfunkempfängern und Verstärkern ohne zusätzliche Vorverstärker.

Die erreichbare Klangqualität beispielsweise in Verbindung mit einem Großsuper ist sehr gut.

Die Anwendung des Übertragers -00005 bzw. -00008 wird nur auf wenige Ausnahmefälle beschränkt sein, da einmal die gesamte Anlage so gut sein muß, daß sie die mit diesem Übertrager im Gegensatz zur Variante -00006 besser entzerrten tiefen Frequenzen unter 80 Hz auch abstrahlen kann, und zum anderen auch die Gesamtverstärkung ausreichend hoch sein muß.

Meist wird mit der Variante -00006 bzw. -00009 auszukommen sein, die deshalb auch zur Zeit serienmäßig eingebaut wird.

Die Variante -00007 bzw. -00010 bringt vor allem in Verbindung mit etwas unempfindlichen Empfängern (meistens Mittelsuper) Vorteile auf Grund der höheren Ausgangsspannung. Der Nachteil der geringeren Tiefenanhebung wird automatisch dadurch ausgeglichen, daß diese Empfänger eine gehörrichtige Lautstärkeregelung besitzen, die bei weiter zugedrehtem Lautstärkeregler eine größere Tiefenanhebung im Empfänger bewirkt.

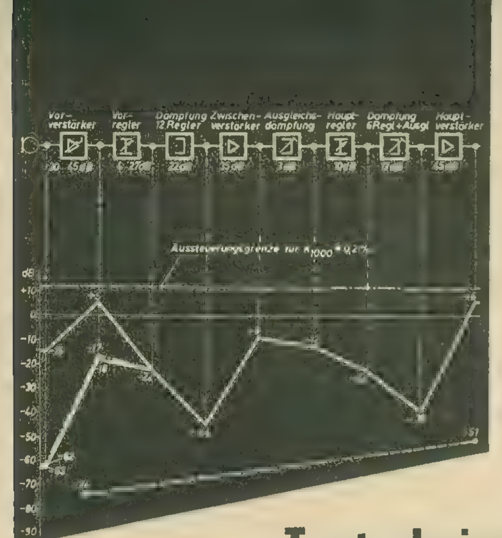
Die Ausführung der Übertrager mit galvanisch getrennten Wicklungen gestattet bei Verwendung der Varianten -00005, -00006 bzw. -00007 die (entsprechend VDE) Zusammenschaltung eines Plattenspielers mit einem Rundfunkempfänger in Allstromschaltung.

Eingebaut wird der Übertrager zur Zeit in den Plattenspieler Ziphona P 10 und den Plattenwechsler Ziphona W 22 [1, 2].

Literatur

[1] W. Pietschmann: ‚Das 4-Touren-Laufwerk Ziphona P 10; radio und fernsehen 2 (1960) S. 42···43

[2] H. Marquardt: Plattenwechsler Ziphona W 22; radio und fernsehen 13 (1960) S. 415···417

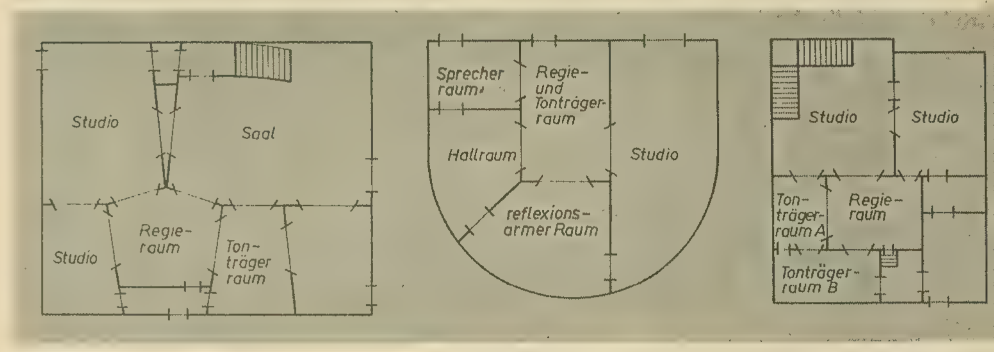


WERNER LUFT

Tontechnische Einrichtungen moderner Rundfunkstudios (6)

Aus einer bereits genannten Veröffentlichung [29] über das Funkhaus Köln ist zu ersehen, daß neben dem Regieraum des Hörspielkomplexes ein Raum mit Magnettonanlagen zum Einblenden der Geräuschkulissen usw. sowie ein zweiter für die Aufnahme vorhanden sind. Die Anzahl und Anordnung der Räume zueinander ist aus Bild 51[1]) ersichtlich. Der reflexionsarme Raum entspricht dem im Funkhaus Hamburg [35]. Als akustische Auskleidung dienen als Baumaterial Mineralfaserkeile oder -pyramiden. Die anderen Räume weisen keine Besonderheiten auf. Weiterhin ist ein elektronisches Studio [36] in Köln vorhanden, in dem neben elektronischer Musik auch Effekte für Hörspiele usw. erzeugt werden. Die beiden Hörspielkomplexe in Hamburg sind in einem gesonderten Bau und mit gleichen Grundrissen übereinander angeordnet (Bild 51[1])). Auch hier sind getrennte Aufnahme- und Wiedergaberäume vorhanden. Das Hörspielstudio in Baden-Baden [37] ist mit dem Studio 1 im sogenannten Unterhaltungsstudiobau untergebracht. Bild 51[1]) zeigt die räumliche Anordnung. Neben dem großen Hörspielkomplex, dessen Regieraum einen getrennten A-Raum besitzt, ist noch ein zweiter Komplex vorhanden, bei dem die Magnettonanlagen mit im Regieraum untergebracht sind. Zu diesem Komplex gehören ein Sprecherraum, ein Solistenstudio, und es besteht zu dem reflexionsarmen Raum, den beide Komplexe benutzen, Verbindung. Sehr interessant ist der Hörspielkomplex in Oslo (Bild 51[1])), der unter anderem zwei Säle besitzt, einen davon speziell für Musikaufnahmen für Hörspiele.

Weitere Grundrisse von Hörspielkomplexen sind in den Bildern 51 (Hörspielkomplex 2, Funkhaus Berlin-Oberschöneweide[1])) und 54 dargestellt, und zwar von den Funkhäusern in Helsinki [38], ein weiterer aus Oslo sowie der Hörspielkomplex 2 in Berlin-Oberschöneweide und der Hörspielkomplex des Studios



Funkhaus Oslo — Studio Tübingen — Funkhaus Helsinki

Bild 54: Grundrisse von Hörspielkomplexen

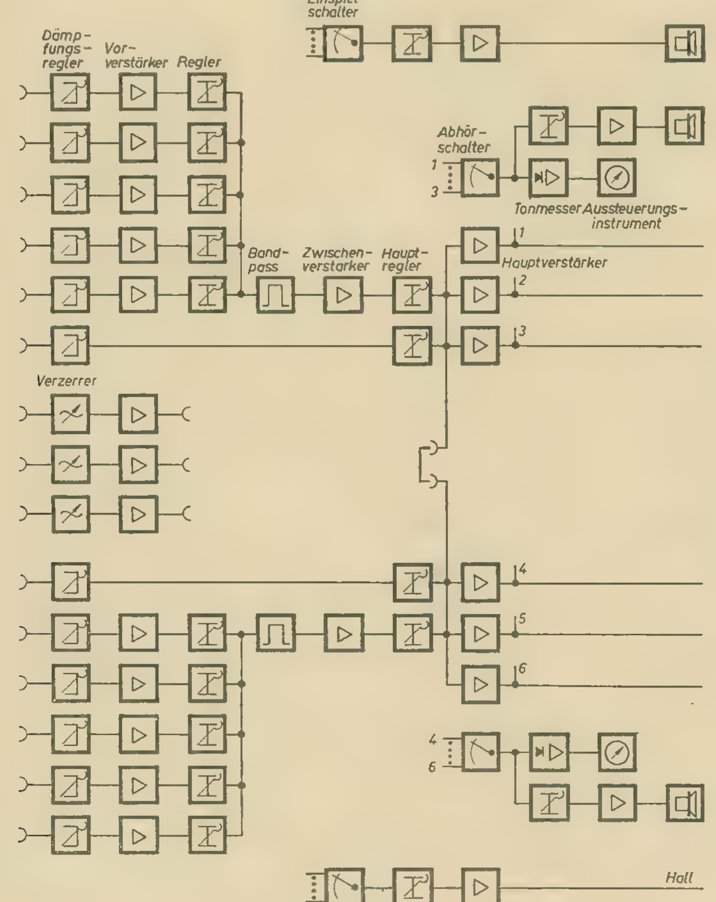
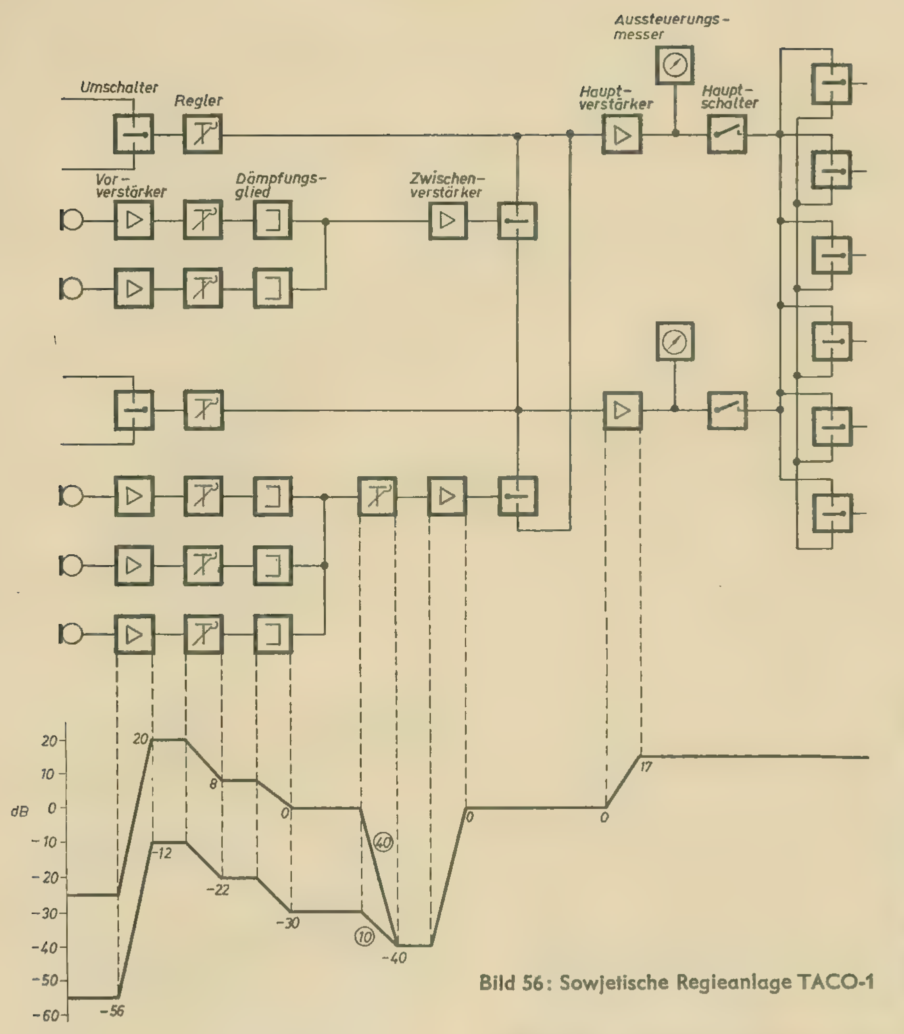


Bild 55: Blockschaltbild für einen Hörspielkomplex mit V-72-Technik

[1]) Siehe radio und fernsehen 13 (1960)

Tübingen [39]. Im Studio Tübingen sind die Magnettonanlagen ebenfalls im Regieraum untergebracht. Einer Industrieveröffentlichung [40] über den Hörspielkomplex in Helsinki ist zu entnehmen, daß die tontechnische Ausrüstung aus neun Mikrofon- und sechs Übernahmekanälen besteht. In dem Wiedergaberaum, auch als Effektraum bezeichnet, stehen fünf Nadel- und zwei Magnettonanlagen und im Aufnahmeraum drei Magnettonanlagen zur Verfügung. Die Zusammenschaltung der einzelnen Quellen und ihre Verteilung geschieht über Kreuzschienenverteiler. Pegeldiagramm und Meßwerte sind nicht angegeben. Die tontechnische Ausrüstung des Hörspielkomplexes in Tübingen entspricht der von Baden-Baden [41]. Weiterhin wurde ein Blockschaltbild für Hörspielkomplexe veröffentlicht [42], das Bild 55 zeigt. Darin wird als einheitlicher Verstärkertyp der V 72 verwendet. Interessant ist, daß bei dieser Schaltung vor den Zwischenverstärkern ein Bandpaß W 75 [43] geschaltet ist, der zur eindeutigen Begrenzung des Übertragungsbereiches von 40 ··· 15000 Hz dient. Es ist für besondere Fälle bei tiefen Frequenzen noch eine wahlweise Begrenzung bei 80 oder 160 Hz vorgesehen. Damit lassen sich z. B. durch Körperschall erzeugte Störspannungen unterdrücken.



Kontrollräume

Da sich in den letzten zwei Jahrzehnten der Prozentsatz der auf Magnettonband aufgezeichneten Sendungen immer mehr erhöhte (etwa 90% aller Sendungen werden heute von Magnettonanlagen gesendet), wurde zur Durchführung des gesamten Tagesprogrammes ein spezieller Raumtyp geschaffen. Da in diesem Raum neben der sendetechnischen Abwicklung die programmliche und technische Kontrolle erfolgt, wird er fast in allen Ländern als Kontrollraum (K-Raum) bezeichnet. Über die Regieeinrichtung des K-Raumes erfolgt auch die Übernahme von fremden Programmen und von Außenübertragungen. Die tontechnische Ausrüstung und die Anzahl der zu einem Kontrollkomplex erforderlichen Räume ist sehr verschieden und wird meistens vom Betriebsablauf und der Struktur der jeweiligen Rundfunkorganisation bestimmt.

Bei der Schaffung von einheitlichen Anlagentypen für Rundfunkstudios in der

Bild 56: Sowjetische Regieanlage TACO-1

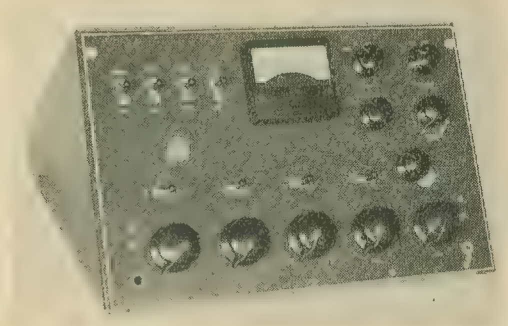


Bild 58: Consolette BC-5

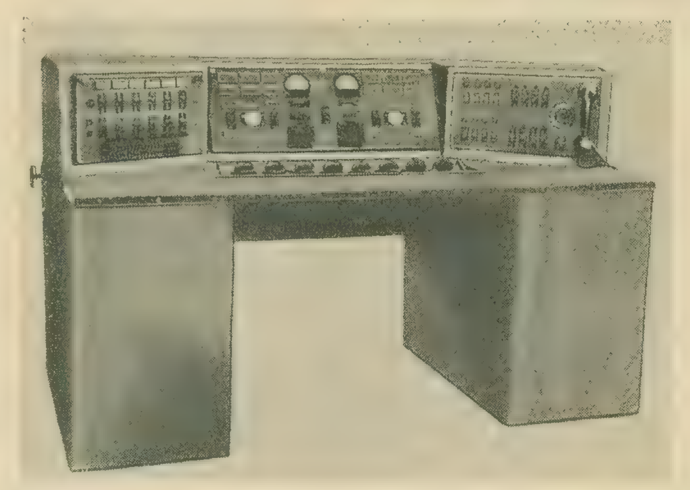


Bild 57: Sowjetischer Regietisch TACO-1

Volumen-messer
Umschalter Verstärker mit Regler
Haupt-verstärker
Relaissatz Lautsprecher
Kommando-mikrofon

Bild 59: Blockschaltbild der Consolette BC-5

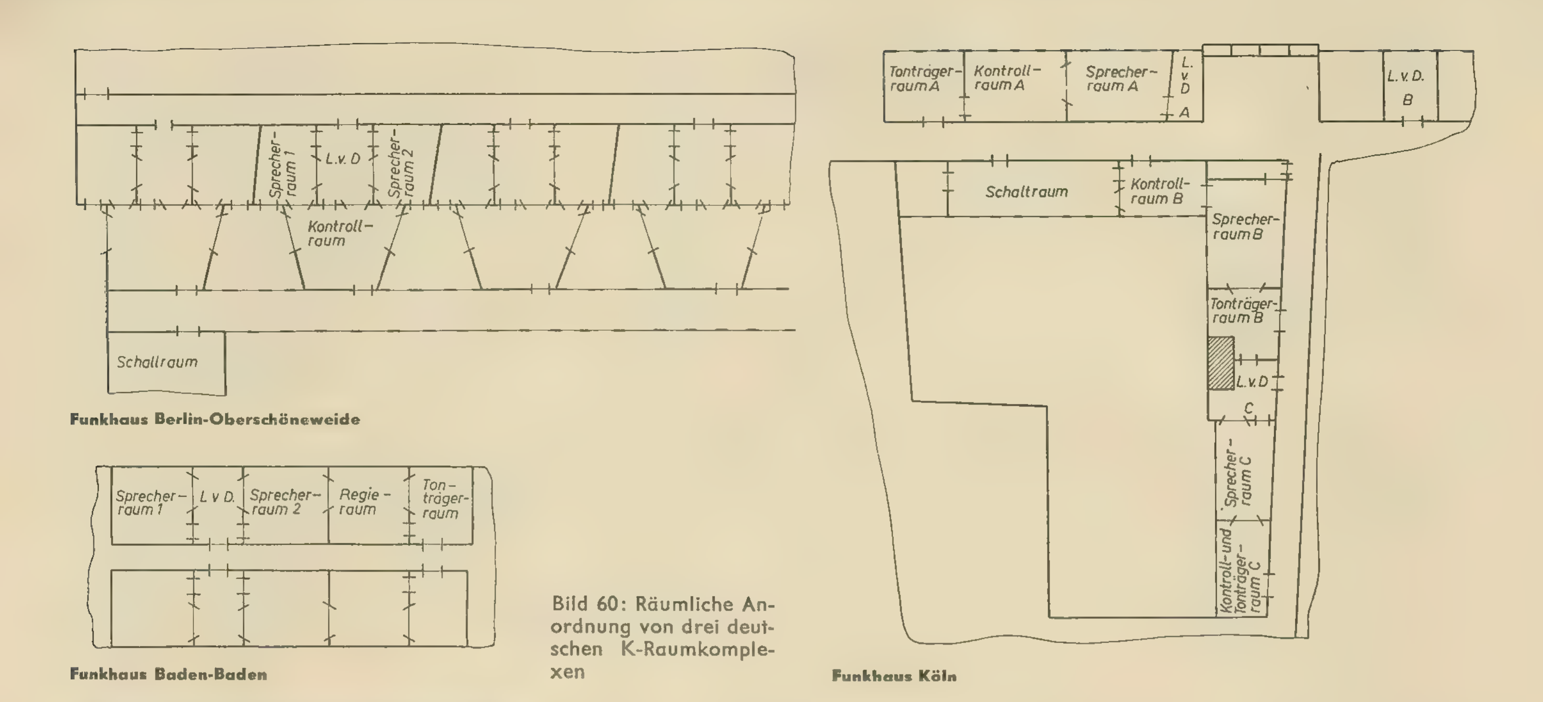


Bild 60: Räumliche Anordnung von drei deutschen K-Raumkomplexen

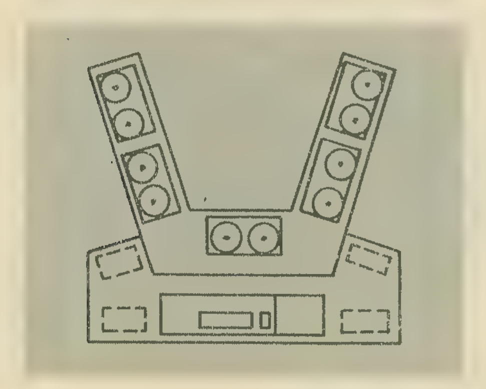


Bild 61: Kontrolltisch, Funkhaus Berlin-Oberschöneweide

Sowjetunion wurde der K-Raumtyp TACO-1 entwickelt. Bild 56 zeigt das Blockschaltbild mit einem Pegeldiagramm. Interessant ist hierbei, daß neben dem Sprecherraum sowie der Möglichkeit des Anschlusses von Übertragungsleitungen und Magnettonanlagen, drei Mikrofonkanäle zu einem Musikstudio (hauptsächlich für Kammermusik usw.) führen. Diese sind durch einen Hauptregler zusammengefaßt. Die technischen Daten [44] und der abgegebene Sendepegel von +17 dB (≈ 5,5 V) entsprechen dem Anlagentyp STU-1 und sind bereits dort angeführt. Bild 57 zeigt einen Regietisch vom Typ TACO-1 mit dem zur Regelung der Aussteuerung verwendeten Rundregler.

In den USA wird in den meisten Fällen in K-Räumen die Consolette BC-5 [45], die im Bild 58 zu sehen ist, verwendet. Sie entspricht bezüglich der elektrischen Werte und der mechanischen Ausführung der schon beschriebenen Consolette BC-6. Das Blockschaltbild der Consolette BC-5 zeigt Bild 59. Sie findet vor allem in kleineren Studios Verwendung.

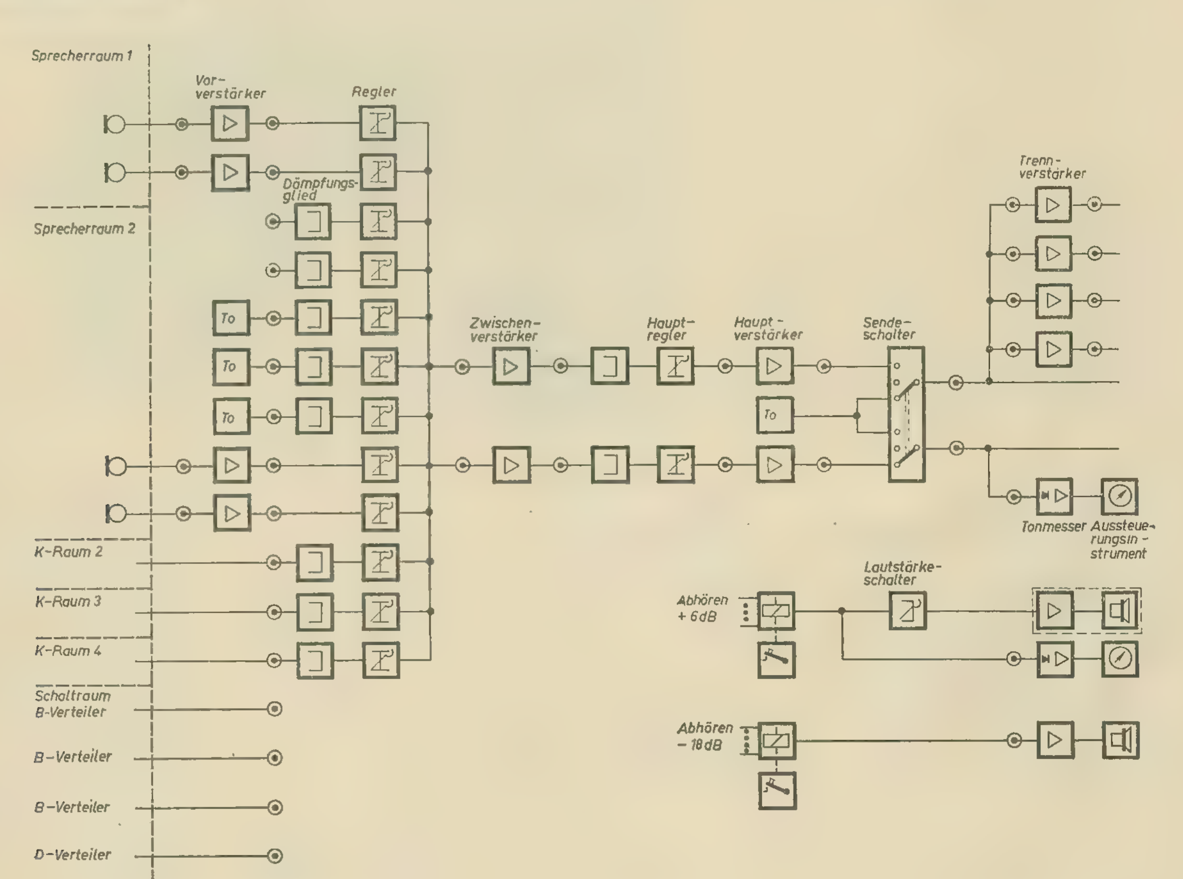
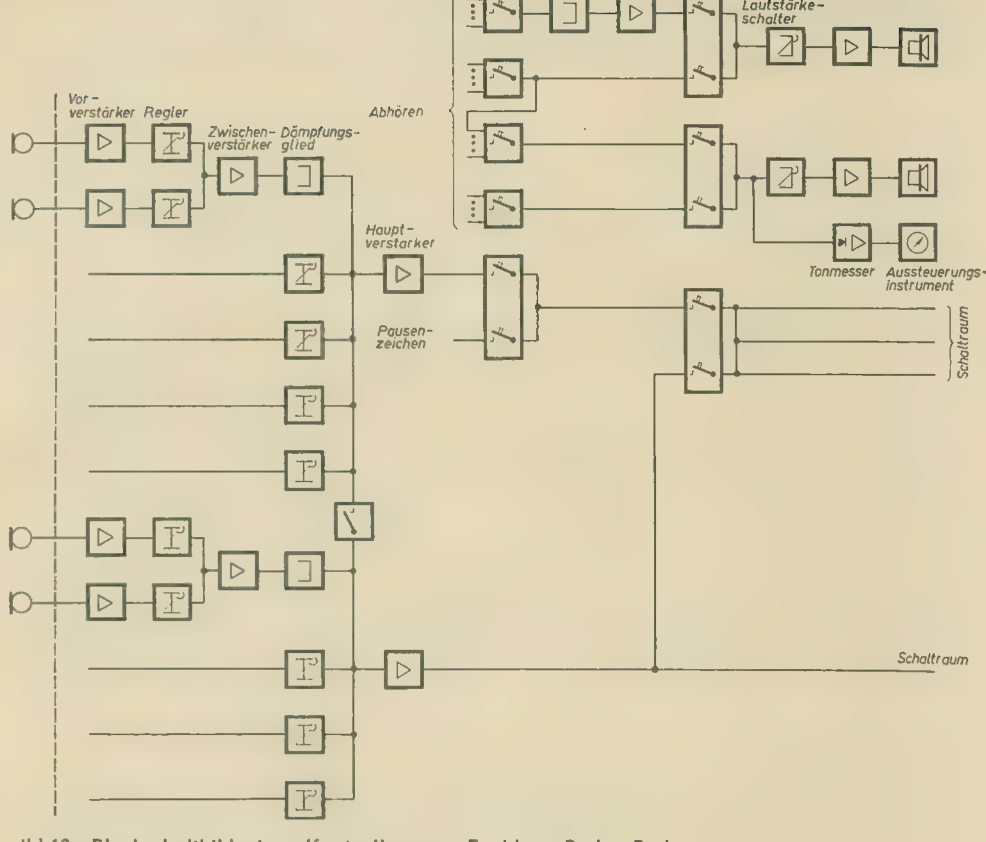


Bild 62: Blockschaltbild eines Kontrollraumes, Funkhaus Berlin-Oberschöneweide

Bild 60 zeigt eine interessante Gegenüberstellung der räumlichen Anordnung von drei deutschen K-Raumkomplexen, die ungefähr in den gleichen Jahren entstanden, und zwar in den Funkhäusern Berlin-Oberschöneweide, Köln und Baden-Baden. Im Funkhaus Berlin-Oberschöneweide (Bild 60) liegen vier gleiche K-Raumkomplexe nebeneinander. Jeder Komplex besteht aus dem K-Raum, einem Nachrichtensprecherraum, einem Programmsprecherraum und einem Raum für den verantwortlichen Programmleiter.

Im K-Raum befindet sich der Kontrolltisch, der sämtliche Verstärker, Tonmesser, Relaiseinrichtungen usw. enthält.

Weiterhin sind im Tisch die Magnettonanlagen, eventuell auch Nadeltonanlagen und die Magnettonanlage für das Pausenzeichen untergebracht. Den prinzipiellen Aufbau der vier Kontrolltische zeigt Bild 61. Die Tischform gewährleistet eine freie Sicht des Kontrollingenieurs zu den beiden Sprecherräumen und die Übersicht über die Magnettonanlagen. Das Blockschaltbild dieses K-Raumtypes ist aus Bild 62 zu ersehen. Jeder Sprecherraum besitzt zwei Mikrofonkanäle und zwar ist der erste Kanal mit einem Kondensatormikrofon und der zweite Kanal mit einem dynamischen Mikrofon bestückt. Bei Ausfall des ersten Kanals kann nach Umble den sofort über den zweiten Kanal weiter gesendet werden. Hinter dem Knotenpunkt der zwölf Vorregler erfolgt eine Aufteilung auf zwei Wege, die über Zwischenverstärker, Hauptregler, Hauptverstärker zum Doppelweg-Sendeschalter und von dort weiter über den Schaltraum zum Verstärkeramt (immer noch über zwei Wege) zum Sender führen. Dort nimmt man bei Ausfall des ersten Weges die Umschaltung auf den zweiten Weg vor. Das Abhören ist wie bei allen Einrichtungen im Funkhaus Berlin-Oberschöneweide über einheitliche Relaisschaltungen und Abhöreinrichtungen möglich. Die Kommandoeinrichtungen, zur Verbindung zwischen dem K-Raum zu den beiden Sprecherräumen, zum Schaltraum und zu den anderen K-Räumen, entsprechen im Prinzip denen der anderen Anlagen. Die Anordnung der Kontrollraumkomplexe [29] im Funkhaus Köln ist im Bild 60 dargestellt. Zu dem Kontrollkomplex A und B gehören folgende Räume: Der K-Raum, ein Raum mit den Magnettonanlagen, ein Sprecherraum und der Raum für den Programmleiter. Im Kontrollkomplex C sind die Magnettonanlagen mit im K-Raum untergebracht. Weiterhin besitzt dieser Komplex einen Sprecherraum und den Programmleiterraum. Die Anordnung der Kontrollkomplexe im Funkhaus Baden-Baden [37] zeigt Bild 60. Jeder Komplex besitzt neben dem K-Raum zwei Sprecherräume (einen für die Nachrichtensendung und einen für das laufende Tagesprogramm) sowie einen Raum für den Programmleiter. Der Kontrollraum im Funkhaus Baden-Baden ist mit Verstärkern V 72 ausgerüstet. Das Blockschaltbild zeigt Bild 63. Auffallend bei diesem Kontrollraumtyp ist, daß er keine



ild 63: Blockschaltbild eines Kontrollraumes, Funkhaus Baden-Baden

Klinken besitzt. Auch im Funkhaus Baden-Baden verwendet man nicht mehr die Drehschalter zum Abhören, sondern Tastenschaltersätze. Das Pegeldiagramm entspricht dem des V-72-Systems. Weitere neue Kontrollraumkomplexe gibt es z. B. in Klagenfurt/Österreich [46] und in Bremen [47].

AUFGABEN UND LÖSUNGEN

Bearbeitet von HANS SUTANER

Lösung zur Aufgabe 28

1. $C_{max} = \frac{\varepsilon \cdot F \cdot (n-1) \cdot 0{,}08859}{2\,d}$ in pF (1)

(8,859 · 10^{-12} As/Vm ist die absolute Dielektrizitätskonstante)

$$= \frac{1 \cdot 2{,}4 \cdot 8 \cdot 0{,}08859}{2 \cdot 0{,}04} = \frac{1{,}7}{0{,}08}$$

$$= 21{,}25\,\text{pF}.$$

2. $L_{max} = \frac{\pi^2}{6} \cdot r^2 - r_n^2 \cdot \left(\frac{1}{D+B} + \frac{1}{\sqrt{r^2 - r_n^2}}\right)$ in cm (2)

$$= 1{,}64 \cdot 2{,}5^2 - 0{,}6^2 \cdot \frac{1}{3{,}92 + 0{,}6} + \frac{1}{\sqrt{2{,}5^2 - 0{,}6^2}}$$

$$= 10{,}25 - 0{,}36 \cdot (0{,}22 + 0{,}412)$$

$$= 10{,}25 - 0{,}23 = 10{,}02\,\text{cm}$$

$$= 10{,}02 \cdot 10^{-9}\,\text{H} \approx 10\,\text{nH}$$

3. $f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$ in Hz (3)

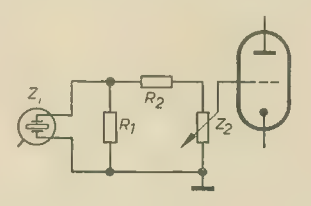
$$= \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{10^{-8} \cdot 21{,}25 \cdot 10^{-12}}}$$

$$= \frac{10^{10}}{6{,}28 \cdot 4{,}6}$$

$$= \frac{10^{10}}{29} \approx 345 \cdot 10^6\,\text{Hz} = 345\,\text{MHz}.$$

Aufgabe 29

Ein Kristalltonabnehmer mit einer Ausgangsimpedanz $Z_1 = 100\,k\Omega$ ist durch ein einfaches L-Glied von frequenzunabhängigen Widerständen an den Eingang des nachgeschalteten Verstärkers mit



einer Eingangsimpedanz $Z_2 = 1\,M\Omega$ phasenrein anzupassen (Bild). Die auftretende Dämpfung kann durch den Verstärker ausgeglichen werden.

Welche Werte erhalten R_1 und R_2?

Entwicklung des Farbfernsehens durch technisch-wissenschaftliche Zusammenarbeit der sozialistischen Länder

Das Farbfernsehen gehört zweifellos, wenn es befriedigend funktioniert, zu den großen Errungenschaften unserer Zeit. Es stellt einen wichtigen Fortschritt dar, und wer einmal eine gute Farbfernsehübertragung gesehen hat, ist im allgemeinen überrascht und begeistert. Deshalb wäre es wünschenswert, diese neue Technik bald in Perfektion und ökonomisch tragbar auch in der Deutschen Demokratischen Republik einzuführen.

Für kleine und mittlere Länder im kapitalistischen Wirtschaftssystem bedeutet der Übergang zur Farbe im Fernsehen im allgemeinen eine Beschränkung auf den Empfängerbau und den Import der Farbbildröhren und der Studioausrüstungen. Für die Länder des sozialistischen Lagers liegen die Dinge insofern anders, als sie auf Grund gegenseitiger Vereinbarungen über Wirtschaftshilfe Entwicklungsergebnisse voneinander übernehmen können und auch ihre Produktionserfahrungen und Fabrikationstechnologien austauschen. Damit wird vor allem die Beschaffung der Studioausrüstung eine Frage der technisch-wissenschaftlichen Zusammenarbeit.

Die Aufstellung der Matrizierungs- und Codierungsbeziehungen, also die Zusammenfügung der drei Farbwert- oder Farbauszugssignale mit der Austastung zu Farbdifferenzsignalen, ihre nachfolgende Trägerung im Farbmodulator zu Farbartsignalen, der Zusatz des Farbsynchronsignals in einer Addierstufe zur Erzeugung des Farbbildsignals, das im Farbsignalmischer mit dem Synchronsignal zum Farbbildgemisch zusammengefügt wird, die Entwicklung und der Bau solcher Geräte und der Farbkameras sind Arbeiten, deren Realisierung einige hunderttausend Ingenieurstunden erfordert.

Die Deutsche Demokratische Republik verfügt ebensowenig wie beispielsweise die CSR oder die Ungarische Volksrepublik über diese Arbeitskapazität zum selbständigen Aufbau eines Farbfernsehfunks. Dennoch wird, wie die in einem Farbfernsehheft der „Nachrichtentechnik" 7 (1960) veröffentlichten Beiträge zeigen, mit großer Intensität an der Farbbildröhrenentwicklung und Farbfernseheelektronik gearbeitet. Erst vor kurzem war wieder eine Delegation von Farbfernsehspezialisten der DDR in der Sowjetunion, um dort mit den zahlreichen Experten in Moskau und Leningrad über den Gesamtkomplex Farbfernsehen zu diskutieren. Die Sowjetunion produziert bereits Farbbildröhren im 53-cm-Rundformat vom Typ LK 534 z in Serie. Es werden Farbfernsehempfänger „Temp 22" gebaut und die Telezentren Moskau und Leningrad strahlen farbige Studio- und Filmsendungen aus. Der Austausch von Erfahrungen und technischer Dokumentation mit der Sowjetunion ist wechselseitig und ergibt für beide Seiten die notwendige wirksame Vergrößerung der Arbeitsgrundlage ohne Behinderung durch Kapital- oder Patentinteressen. Aus den in der „Nachrichtentechnik" veröffentlichten Fachbeiträgen geht deutlich hervor, daß Farbbildröhren als ein Musterbeispiel moderner komplexer Technologie gelten können. Damit taucht das Problem der technisch-wissenschaftlichen Zusammenarbeit in einem anderen Zusammenhang erneut auf. Eine Voraussetzung für die Realisierung des Farbfernsehens in der Deutschen Demokratischen Republik ist die Zusammenarbeit der sozialistischen Länder, besonders mit der Sowjetunion. Eine weitere Voraussetzung ist aber die technisch-wissenschaftliche Zusammenarbeit der Experten der verschiedensten Fachgebiete der DDR, um z. B. die oben erwähnte komplexe Technologie der Farbbildröhren nach modernsten und ökonomisch zweckmäßigen Gesichtspunkten zu erarbeiten. Die Bildung sozialistischer Forschungs- und Arbeitsgemeinschaften und die starke Betonung des kollektiven Charakters der Entwicklungsarbeiten in den Laboratorien ermöglichte die Erreichung des Standes, der sich im Inhalt der Fachbeiträge widerspiegelt. Die Farbdrucke von Original-Schirmaufnahmen eines Versuchsempfängers zeigen trotz doppelter Reproduktion, daß bereits eine befriedigende Übertragung möglich ist. Nicht gering waren die optischen Probleme, die mit der Schaffung guter dichroitischer Farbteilungsspiegel begannen und in der Doppeloptik der Filmabtastung ihre Fortsetzung fanden. Aber auch die Prüf- und Meßtechnik bedurfte zum großen Teil völlig neuer Geräte.

Der Übertragungstechnik des Farbfernsehens wird heute allgemein das NTSC-System zugrunde gelegt. Dennoch ist es interessant, auch andere Verfahren zu analysieren und auf ihre Anwendbarkeit bei uns zu untersuchen. Ein Beitrag des obengenannten Heftes befaßt sich daher mit dem französischen Henri-de-France-System, das neuerdings auch als „Secam"-Verfahren bezeichnet wird.

Der Gedanke der simultan-sequentiellen Übertragung läßt auch die Frage nach den Perspektiven der Verwendung von Farbbildröhren mit nur einem Elektronenstrahlsystem auftauchen, die ebenfalls in diesem Heft behandelt wird.

Es wird damit der Versuch unternommen, einen Überblick über das zu geben, was bislang durch technisch-wissenschaftliche Zusammenarbeit mit den sozialistischen Ländern und in Form sozialistischer Gemeinschaftsarbeit innerhalb der DDR unter der Federführung des Farbfernsehkollektivs des VEB Werk für Fernseheelektronik erarbeitet werden konnte.

Zur genaueren Information bringen wir abschließend kurze Inhaltsangaben der im Heft 7 der „Nachrichtentechnik" veröffentlichten Beiträge:

P. Neidhardt

Kritische Betrachtung des „Henri-de-France"- Farbfernsehverfahrens und einer Modifikation mit verbesserter Vertikalauflösung

Das simultan-sequentielle Farbfernsehübertragungsverfahren „Henri-de-France" besitzt gegenüber dem simultanen NTCS-Verfahren einige interessante Besonderheiten, die geschildert und in einer kurzen kritischen Betrachtung mit dem NTSC-Verfahren verglichen werden. Es wird eine Modifikation des „Henri-de-France"-Farbfernsehverfahrens hinsichtlich der Bekämpfung der geringeren Vertikalauflösung durch Synchronwobbelung kurz erwähnt.

G. Emmrich

Optische Probleme bei der Farbfernseh-Leuchtfleckabtastung

Es wird die grundlegende Problematik der geometrisch-optischen Abbildungsverhältnisse bei Farb-Leuchtfleckabtastern behandelt.

M. Samlenski

Erfahrungen mit einem Farbfernseh-Diapositivabtaster

Es wird ein Farbfernseh-Diapositivabtaster beschrieben und die wichtigsten Probleme seiner Entwicklung und Funktion behandelt. Es wird auf die Farbteilung und die Verstärkung und Korrektur der elektrischen Signale eingegangen und die erreichten Farbmischkurven werden mit den Normkurven verglichen. Es folgt ferner eine Betrachtung hinsichtlich der Verwendbarkeit bestimmter Fotovervielfacher.

P. Neidhardt

Geräte einer speziellen Farbfernseh-Meß- und Prüftechnik

Es werden einige Farbfernseh-Meß- und -Prüfgeräte ihrer Wirkungsweise und ihrem Aufbau nach beschrieben, die in sinnvoller Ergänzung zur konventionellen Schwarz-Weiß-Fernsehmeßtechnik gestatten, die Farbfernsehübertragung meßtechnisch zu überwachen. Dazu gehören der Farbbalkengenerator, das Vektorskop, der Streifen- und Punktgenerator zur Prüfung der dynamischen Konvergenz, ein Gruppenlaufzeitmesser für den Videofrequenzbereich und ein elekronisches Gerät zur Untersuchung der Statistik des Chrominanzsignals.

Inge Bornemann

Perspektiven von Farbbildröhren mit nur einem Elektronenstrahlsystem im Vergleich zur Dreistrahl-Maskenröhre

Im Anschluß an eine Betrachtung der Forderungen, die von der Übertragungsseite an die Farbbildröhren zu stellen sind, werden spezielle Schwierigkeiten der Dreielektronenstrahl-Maskenröhre erörtert und Vorschläge zur Qualitätsverbesserung der Maskenröhre diskutiert. Ferner werden Einstrahlröhren, speziell das Chromatron, in ihrem Konstruktionsprinzip und ihrer Arbeitsweise betrachtet. Die Vor- und Nachteile von Ein- und Dreielektronenstrahl-Farbbildröhren werden einander gegenübergestellt.

Heidrun Müller-Rux

Eigenschaften und Anwendung von Leuchtstoffen für Farbbildröhren

Es wird zunächst auf die grundsätzliche Erscheinung der Lumineszenz von Leuchtstoffen eingegangen. Anschließend werden die speziell für Farbfernsehbildröhren gebräuchlichen Leuchtstoffe ihrer Technologie und Physik nach behandelt. Es werden Angaben über spezielle Farbfernsehleuchtstoffe gemacht, aus denen zu erkennen ist, daß die Angleichung der Nachleuchtzeiten und die Lichtausbeute des roten und des blauen Leuchtstoffs gegenüber dem grünen noch nicht befriedigend gelöste Probleme sind.

Ingeborg Dietzel

Die qualitativen Parameter von Dreikomponenten-Leuchtschirmen in Farbfernsehbildröhren

Es wird die Herstellung von Dreikomponenten-Leuchtstoffschirmen behandelt. Es geht im wesentlichen um zwei Verfahren, das Polyvinylalkohol- und das Gelatineverfahren, die richtig angewandt, zu einwandfreien Bildschirmen führen, vorausgesetzt, daß die geometrischen Verhältnisse der Belichtungsapparatur einwandfrei sind.

Ursula Fischer

Schwärzungsverfahren der Hochvakuum- und Elektronenröhrentechnik mit spezieller Berücksichtigung von Farbbildröhrenmasken

In der Röhrentechnik erfordern verschiedene Einbauteile zur besseren Wärmeabstrahlung eine schwarze Oberfläche. Es werden verschiedene Schwärzungsverfahren mit ihren Vor- und Nachteilen beschrieben. Dabei wird besonderer Wert auf die Temperatur- und Vakuumbeständigkeit der schwarzen Schichten gelegt.

H. Röder

Chemigrafische Probleme in der Farbbildröhrentechnik als Beispiel moderner komplexer Technologie

Neben den Erläuterungen über Zweck und Beschaffenheit der Farbbildröhrenmaske werden außer den geeigneten Übertragungsverfahren des Rasternegativs auf Metall hauptsächlich die ätztechnischen Probleme der Rasterdurchbrüche und deren günstigste Querschnittsgestaltung behandelt.

Die Redaktion

EINIGES ÜBER UHF

WERNER TAEGER

Die Inbetriebnahme von UHF-Sendern hat die empfängerbauende Industrie veranlaßt, sich mit der Entwicklung von UHF-Vorsatzgeräten zu beschäftigen. Heute werden zwar bereits die meisten Geräte von vornherein mit den sogenannten Dezitunern ausgerüstet; für die älteren Geräte bleibt aber nur der Ausweg einer nachträglichen Ausrüstung mit entsprechenden Vorsetzern. Die Empfänger der letzten Jahrgänge wurden bereits vorsorglich für den nachträglichen Einbau dieser Zusatzgeräte vorbereitet, so daß sich hier keine besonderen Schwierigkeiten ergeben werden. Bei älteren Empfängern kommen jedoch nur gesonderte Vorsetzer in Betracht, da der nachträgliche Einbau eines UHF-Tuners in die dafür nicht vorbereiteten Geräte meistens große Schwierigkeiten macht.

UHF-Vorsatzgeräte

In vielen Fällen scheint die Verwendung eines Konverters die einfachste Lösungsmöglichkeit zu sein, weil dabei keine besonderen Umbauarbeiten am Empfänger selbst notwendig sind. Die von der Antenne aufgenommene UHF-Sendung wird im Konverter auf einen am Empfangsort nicht benutzten Kanal im Band I oder III umgesetzt. Vom Konverterausgang ist in diesem Fall lediglich eine Verbindung zu den Antennenbuchsen des Empfängers zu schaffen und der Tuner auf den konvertierten Kanal einzustellen. Es muß jedoch darauf hingewiesen werden, daß diese scheinbar so einfache Lösung eine Menge Probleme aufwirft: Die Erfüllung der Störstrahlungsbedingungen, Mehrdeutigkeit der Empfangsfrequenz, Schutz gegen Störungen, die auf der ersten ZF liegen usw. stellen den Entwickler vor sehr große Aufgaben. Man muß als erste ZF einen Wert wählen, der kleiner als 156 MHz oder größer als 263 MHz ist, da sonst zusätzliche „Eigenpfiffe" auftreten können. Praktisch kann man also nur einen Kanal im Band I als erste ZF wählen. Der im Konverter vorhandene Oszillator schwingt auf einer Frequenz, die unterhalb der Empfangsfrequenz liegt und mit dieser zusammen die ZF bildet, die einem der Kanäle 2, 3 oder 4 entsprechen muß.

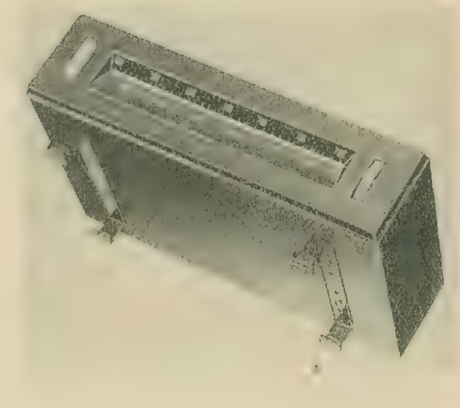
Man erkennt also, daß insgesamt zwei Oszillatoren erforderlich sind, daher muß auch mit einer größeren Zahl von Pfeifstellen gerechnet werden. Man muß hier eine erhebliche Vergrößerung der Möglichkeit von Moiréstörungen in Kauf nehmen. Im allgemeinen wird man besser nach anderen Möglichkeiten des UHF-Empfangs suchen, bei denen keine Mischdiode (die keine Verstärkung bringt) verwendet werden muß. Im Antennenverstärker für größere Gemeinschaftsanlagen wird aber eine ähnliche Schaltung einige beachtliche Vorteile bringen, da keiner der Teilnehmer einen besonderen UHF-Vorsetzer braucht. Der auf dem Dachboden montierte Umsetzer transponiert die Frequenz des am Ort zu empfangenden UHF-Senders in die eines freien Band-I- oder -III-Kanals um und liefert sie an die Teilnehmer der Gemeinschaftsanlage (Bild 1).



Bild 1: Umsetzer Band IV/I von Kathrein für Gemeinschaftsantennenanlagen

Wesentlich größere Bedeutung als die Konverter mit doppelter Überlagerung haben in den letzten Jahren die UHF-Tuner erlangt. Wegen der Vielzahl der Kanäle kann man den gewünschten Kanal nicht mehr durch einen gerasteten Trommelwähler einstellen, man muß vielmehr zur Abstimmung in ihrer Eigenresonanz veränderliche Topfkreise oder Lecherleitungen verwenden. Es wird somit wie beim Rundfunkempfang mit stetig änderbarer Abstimmung gearbeitet. Da eine Doppelüberlagerung nach den erwähnten Darlegungen wegen der Störungen, die Oberwellen des UHF-Oszillators hervorrufen, unzweckmäßig ist, wird jetzt grundsätzlich mit einfacher Überlagerung gearbeitet. Der HF-Teil des normalen Empfängers — im folgenden als VHF-Empfänger bezeichnet — wird bei UHF-Empfang häufig als zusätzlicher HF-Verstärker in Geradeausschaltung benutzt. Es sind aber auch Schaltungen bekannt, die bei UHF-Empfang auf die Miteinbeziehung des VHF-Tuners verzichten und vom Ausgang des UHF-Tuners direkt auf den normalen ZF-Verstärker gehen. Ein besonderes Problem des UHF-Tuners stellt der Oszillator bzw. die dafür einzusetzende Röhre dar. In den ersten Mustern wurde dafür die Triode EC 93 benutzt, die eine Kennfrequenz von etwa 1200 MHz besitzt. Man hat auch versucht, die in der Kaskodevorstufe des VHF-Tuners verwendete steile Spanngittertriode PCC 88 (bzw. ein System dieser Doppeltriode) als UHF-Tuner einzusetzen. Inzwischen hat die Röhrenindustrie eine „Universal"-Röhre für den UHF-Tuner entwickelt, die PC 86 bzw.

Bild 2: UHF-Vorsetzer für ältere TV-Empfänger von Grundig ▼



neuerdings die elektrisch gleichwertige EC 86, die zur Vorverstärkung, Mischung und Schwingungserzeugung im UHF-Bereich gleich gut geeignet ist. Die Steilheit dieser Röhre beträgt 14 mA/V, die Konversionssteilheit 3 mA/V, sie schwingt einwandfrei bis 1000 MHz. Hohe Steilheit einer Röhre bedeuten aber auch gleichzeitig niedrigen Eingangswiderstand. Man muß also die in den Gitter- und Katodenzuleitungen liegenden Induktivitäten sehr niedrig halten, um einen möglichst großen

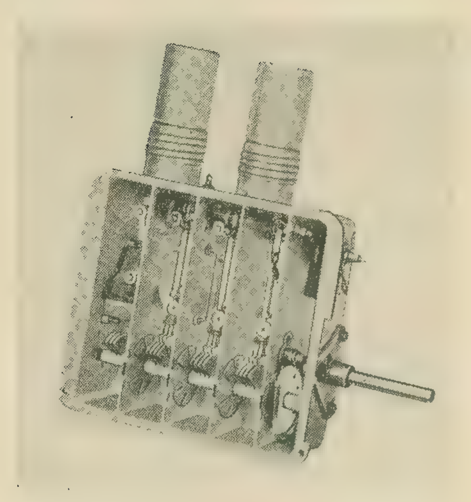


Bild 3: Innenansicht des Valvo-UHF-Tuners AT 6321

Bild 4: Schaltung des UHF-Tuners mit 2× PC 86 (EC 86)

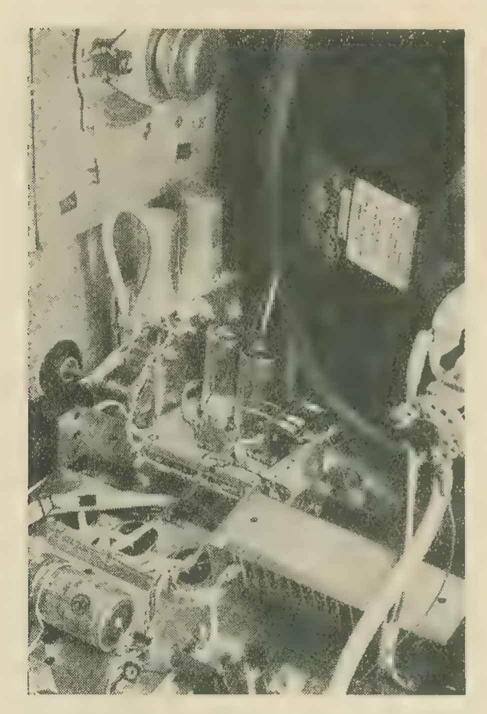


Bild 5: Chassis eines Telefunken-TV-Empfängers mit eingebautem UHF-Tuner

induktiven Anteil des wirksamen Eingangswiderstandes zu erhalten.
Bild 2 zeigt die Ansicht eines UHF-Vorsatzgerätes von Grundig, das für ältere TV-Empfänger, die nicht für UHF vorbereitet sind, entwickelt wurde. Der Zusatz wird mit den unten sichtbaren Klammern in die Lüftungslöcher der Rückwand des Empfängers eingehängt und besitzt eine eigene Stromversorgung. An der Skala erkennt man, daß der Tuner auf alle Kanäle zwischen 480 und 780 MHz kontinuierlich abgestimmt werden kann. Bild 3 zeigt die Innenansicht eines Tuners des für UHF vorbereiteten TV-Empfängers. Im Bild 4 ist die Schaltung des UHF-Tuners mit konzentrierten Schaltelementen dargestellt. In Wirklichkeit handelt es sich bei den gezeichneten Induktivitäten und Kapazitäten um Topfkreise. Schließlich zeigt Bild 5, wie der UHF-Tuner in das TV-Gerät eingebaut wird.
Die Schaltung läßt erkennen, daß der erste $\lambda/2$-Topfkreis im Anodenkreis der ersten PC 86, der Vorstufentriode, liegt. Auch der Mischröhreneingangskreis ist als Topfkreis ausgebildet, man erhält auf diese Weise am einfachsten Gleichlauf zwischen Vor- und Oszillatorkreis. Ein aus Induktivität und Kapazität gebildeter Reihenresonanzkreis Y verbindet beide Topfkreise miteinander, wodurch sich eine konstante Filterbandbreite ergibt. Es ist durchaus nicht gleichgültig, wo der UHF-Tuner im TV-Empfänger montiert wird. Um die geforderten Störstrahlungsbedingungen einzuhalten, kann man den UHF-Tuner nicht einfach auf die Achse des VHF-Kanalwählers setzen, wie es herstellungsmäßig am einfachsten wäre. Er muß vielmehr räumlich getrennt an einer passenden Stelle im Gehäuse montiert werden (vgl. Bild 5). Dabei ist darauf zu achten, daß auch zwischen UHF-Tuner und ZF-Verstärkerteil ein hinreichend großer Abstand gewahrt bleibt, da sonst die Gefahr von ZF-Einstreuungen besteht. Zur Abstimmung des UHF-Tuners sind daher in den meisten Fällen Zahnrad-Winkelantriebe notwendig, die gewöhnlich als Kegelradantriebe ausgebildet sind. Die bereits in den meisten neueren Empfängern vorgesehene Drucktaste „UHF" oder „2. Programm" schaltet die ZF-Auskopplung vom VHF-Tuner auf den UHF-Tuner um, dessen abgeschirmtes Anschlußkabel daher nur an zwei hierfür vorgesehene Kontakte gelötet zu werden braucht. Dieses Kabel dient auch gleichzeitig zur Zuführung der Anodenspannung für die beiden Röhren PC 86. Außerdem brauchen nur noch die bei allen modernen Empfängern bereits vorgesehenen UHF-Antennenbuchsen mit dem Eingang des UHF-Tuners verbunden werden. Zum Anschluß der Heizung für die UHF-Röhren wird die vom VHF-Tuner kommende Heizleitung abgelötet und dazwischen der Heizkreis des UHF-Tuners eingeschleift.
Eine interessante Brückenfilterschaltung für den Anschluß des UHF- bzw. VHF-Tuners an den ZF-Verstärker wendet Graetz an (Bild 6). In dieser Schaltung wird bei UHF-Empfang der VHF-Tuner nicht als Geradeausverstärker benutzt, sondern durch Abschalten der Anodenspannung (von der Wählertaste bewerkstelligt) außer Betrieb gesetzt. Ein Umschalten des ZF-Verstärkereingangs auf den gerade benötigten Tuner erübrigt sich, beide Ausgänge liegen über das Brückenfilter ständig am ZF-Verstärker. Die Brücke ist stets im Gleichgewicht und gestattet es, den Empfänger zunächst auch ohne UHF-Tuner zu betreiben. Wird dieser später eingefügt, so ändert sich der Abgleich für den VHF-Tuner nicht. Die Induktivität L_1 und die Röhrenausgangskapazität c_a stellen den Bandfilter-Primärkreis dar, den Sekundärkreis bilden L_3 und die Reihenschaltung von C_2 und c_e. Die Kopplung erfolgt dabei induktiv über L_2. Der Primärkreis für den UHF-Tuner (unten im Bild 6) ist gleichartig wie der für den VHF-Tuner aufgebaut, er wird durch L_4 und c_a der Triode PC 86 dargestellt. L_5 dient zur Kopplung auf den Sekundärkreis (L_6 und c_e der EF 80). Am Gitter der ersten ZF-Röhre steht die halbe in L_3 induzierte Spannung zur Verfügung, wenn C_2 den gleichen Wert wie die Eingangskapazität c_e der EF 80 besitzt. Der Kreis A, B, C, D stellt eine Brücke dar. Beide Bandfilter lassen sich unabhängig voneinander abgleichen und, wie bereits erwähnt, ist der Empfänger zunächst auch ohne UHF-Tuner zu betreiben.
Die Antennenanpassung spielt im Band IV/V eine geringere Rolle als beispielsweise im Band I. Bei den relativ niedrigen Frequenzen des Bandes I kann es leicht passieren, daß sich bei Fehlanpassung zwischen Antenne und Antennenbuchsen des Gerätes „Geisterbilder" unangenehm bemerkbar machen. Bei den ungleich höheren Frequenzen des UHF-Bandes ist mit derartigen Störungen nicht zu rech-

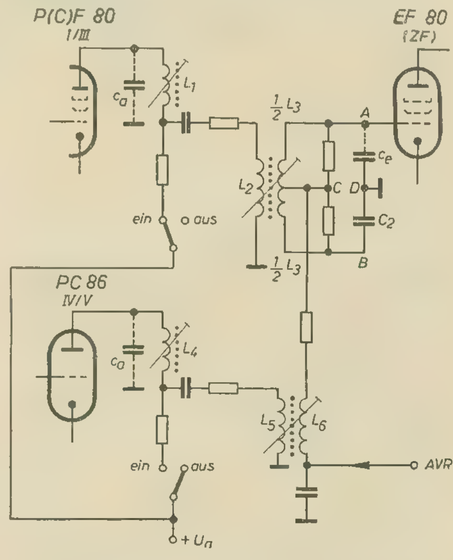


Bild 6: Schaltung des Graetz-Brückenfilters zum Abschluß beider Tuner an den ZF-Verstärker

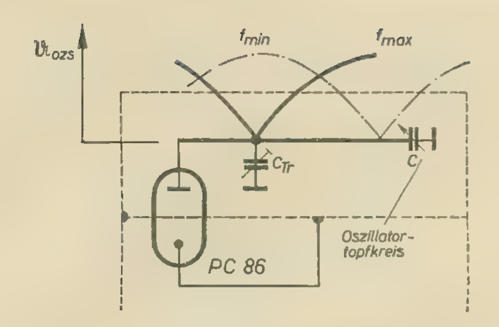


Bild 7: Spannungsverteilung im Oszillatortopf bei Abstimmung auf f_{max} und f_{min}

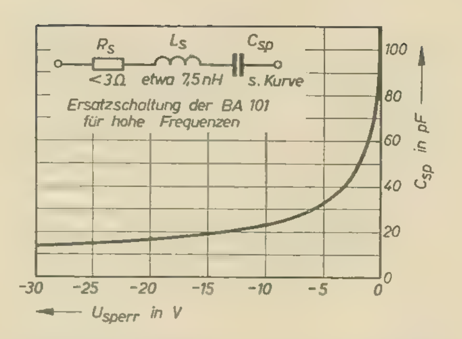


Bild 8: Ersatzschaltbild der Sperrschichtdiode BA 101 und funktioneller Zusammenhang zwischen Sperrspannung und Sperrschichtkapazität

nen. Bei den hier in Betracht kommenden Frequenzen hat nämlich die für das Zustandekommen von Geistern erforderliche Kabellänge eine so große Dämpfung, daß die Amplitude des nach doppelter Reflexion an die Eingangsklemmen des Empfängers gelangenden Störsignals im allgemeinen vernachlässigbar klein ist. Messungen des Reflexionsfaktors ergeben, daß am Tunereingang Durchschnittswerte von 25 bis 30% erreicht werden, während bei Messungen an den Antennenbuchsen des Gerätes die Reflexionsfaktoren auf fast 40% anstiegen.

Die Rauschzahl eines nach Bild 4 aufgebauten UHF-Tuners liegt bei 15 kT_0. Damit ergibt sich für die Grenzempfindlichkeit U_{gr} am 240-Ω-Eingang aus der bekannten Beziehung

$$U_{gr} = \sqrt{F \cdot B} \quad \text{in } \mu V \qquad (1)$$

(F = 20 als Maximalwert der Rauschzahl; B = 5 MHz, die Bandbreite des Nutzkanals)

$$U_{gr} = \sqrt{20 \cdot 5} = 10\ \mu V.$$

Legt man ein Signal/Rauschverhältnis 50 : 1 zugrunde, so sind mindestens $50 \cdot 10 = 500\ \mu V \triangleq 0{,}5$ mV am 240-Ω-Eingang des UHF-Tuners erforderlich.

Soweit man bisher in Erfahrung bringen konnte, sehen die Planungen der Sender für das UHF-Versorgungsgebiet eine mittlere Feldstärke von 2,5 mV/m vor. Ein auf die Empfangsfrequenz abgestimmter Dipol liefert in einem solchen Feld die Spannung

$$U_{Dip} = |E_m| \frac{\lambda}{\pi}, \qquad (2)$$

bei 500 MHz $\triangleq$ 0,6-m-Wellenlänge also etwa 0,42 mV und bei 800 MHz $\triangleq$ 0,375-m-Wellenlänge etwa 0,26 mV. Nimmt man weiter nur einen linearen Antennengewinn von 3 an, so lassen sich ohne weiteres Antennenspannungen von 0,75 mV erreichen. Die Antenne sollte daher so hoch wie möglich über dem Dach montiert werden.

Die automatische Scharfabstimmung des UHF-Tuners

Bei der weitgehenden Automatisierung moderner Empfänger muß selbstverständlich auch die UHF-Abstimmung in die Automation mit einbezogen werden. Die Bedienungserleichterungen, die der Fernsehteilnehmer bei VHF-Empfang gewöhnt ist, müssen ihm auch bei UHF zuteil werden. Es gab natürlich bei der Entwicklung der UHF-Scharfabstimmung einige Schwierigkeiten, die beim Empfang der VHF-Sender nicht auftreten. Die Selektionsmittel des VHF-Kanalwählers enthalten Abstimmelemente, die aus echten Kondensatoren und Spulen bestehen, außerdem hat der VHF-Wähler eine gerastete Kanalabstimmung. Dagegen besteht der UHF-Tuner aus Topfkreisen, das sind Schwingkreise, die ihren Ursprung im konzentrischen Kabel haben, er wird auch nicht stufenweise, sondern kontinuierlich über den ganzen Empfangsbereich durchgestimmt. Aus diesem Grunde ist es zunächst nur möglich, bei UHF die Automatik erst dann wirksam werden zu lassen, wenn der ausgewählte Sender durch Handabstimmung bis in Frequenznähe gebracht worden ist. Die automatische UHF-Abstimmung arbeitet also ähnlich wie bei Rundfunk-Spitzenempfängern mit automatischer Abstimmung.

Im normalen UHF-Tuner werden zwei Spanngittertrioden PC 86 (gegebenenfalls EC 86) verwendet. Die zweite Triode arbeitet als selbstschwingende Mischröhre in GB-Schaltung. Die Oszillatorfrequenz liegt hierbei oberhalb der Empfangsfrequenz und überstreicht einen Bereich von etwa 510···830 MHz (Empfangsfrequenz 470···790 MHz, ZF = 38,9 MHz). Der frequenzbestimmende Kreis ist ein Topfkreis (elektrische Länge = λ/2). Wie Bild 7 erkennen läßt, ist dieser Kreis auf der einen Seite durch den Abstimmungsdrehkondensator C kapazitiv belastet, auf der anderen Seite stellt die kapazitive Belastung einmal das Röhrensystem der PC 86 (vorwiegend kapazitiv) und zum anderen der Trimmer C_{Tr} dar. Es ist nun sehr wichtig, daß dieser Trimmer mechanisch so angeordnet wird, daß er bei Abstimmung des Oszillators auf die höchste Frequenz — f_{max} = 830 MHz — im Spannungsknoten, bei Abstimmung auf die tiefste Frequenz — f_{min} = 510 MHz — im „Spannungsbauch" liegt. Da an dem kurzen Leitungsstück zwischen Anode der Röhrenfassung und Trimmer immer eine gewisse Spannung steht (vgl. Bild 7), hat man dort die Möglichkeit, die elektrische Länge des Topfkreises und damit die Oszillatorfrequenz kapazitiv zu beeinflussen.

Nun zur Nachstimmschaltung mittels der Sperrschichtkapazität einer Diode. Bild 8 zeigt das Ersatzschema der Sperrschichtdiode BA 101 und den Verlauf der Funktion $C_{sp} = f\,(U_{sperr})$. Das allerdings stark vereinfachte Ersatzschaltbild enthält eine Reihenschaltung aus Induktivität $L_s \approx 7{,}5$ nH, der veränderlichen Sperrschichtkapazität C_{sp} (etwa zwischen 10 und 100 pF variabel) und einem ohmschen Widerstand $R_s < 3\ \Omega$. Handelsübliche Dioden lassen sich hier nicht verwenden, weil deren Induktivität gewöhnlich viel zu groß ist. Eine Verwendung derartiger Dioden in der UHF-Scharfabstimmungsschaltung würde bei den hohen Frequenzen des UHF-Bereiches zu unerwünschten Resonanzerscheinungen führen. Meistens ist auch der ohmsche Widerstand R_s zu groß (wesentlich größer als 5 Ω) und dieser bildet dann wieder für den angeschlossenen Oszillatorkreis eine zu hohe Bedämpfung (Reihenwiderstand!). Man mußte also für diese und ähnliche Zwecke eine Spezialdiode entwickeln. Wie bei allen Varicaps hängt die Sperrschichtkapazität mit der Sperrspannung nach einem Reziprok-Wurzelgesetz zusammen, es gilt:

$$C_{sp} \approx \frac{1}{\sqrt{U_{sperr}}}. \qquad (3)$$

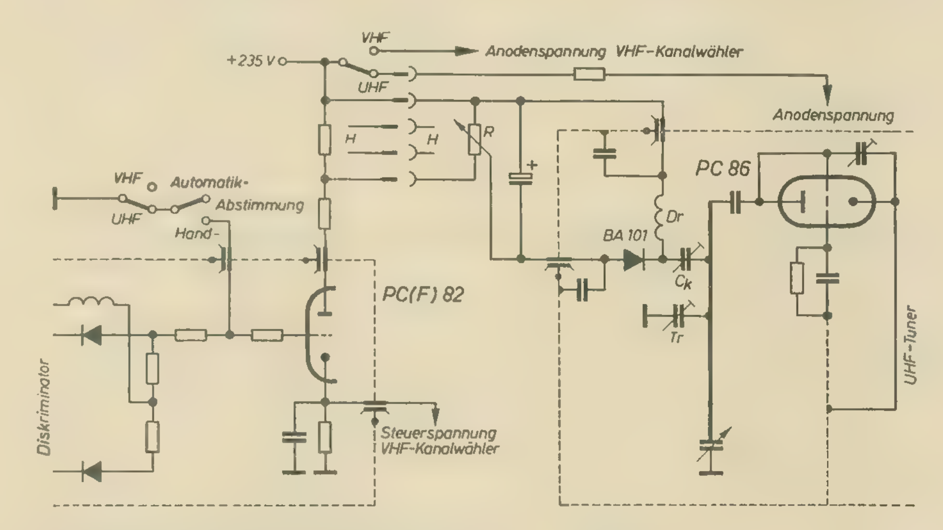


Bild 9: Gesamtschaltung der UHF-Abstimmautomatik von Telefunken

Wie man Bild 8 entnimmt, ist für $U_{sperr} = -20$ V der entsprechende Wert $C_{sp} = 17$ pF. Bei einem Viertel dieser Spannung, also bei etwa 5 V müßte nach dem durch Gleichung (3) ausgedrückten Gesetz C_{sp} etwa doppelt so groß, also 34 pF sein (in Wirklichkeit nur etwa 32 pF). Es leuchtet ein, daß man eine Diode mit so großer Kapazität nicht direkt an den Topfkreis anschließen kann, das ist nur über eine verhältnismäßig kleine Koppelkapazität C_k möglich, wie es das Schaltbild im Bild 9 zeigt. Versuche haben ergeben, daß für eine Frequenzvariation $\Delta f = 5$ MHz die entsprechende Kapazitätsvariation $\Delta C = 0{,}3$ pF sein muß. Rechnet man bei $U_{sperr} = 0$ V mit $C_{sp} \approx 100$ pF und für $U_{sperr} - 35$ V mit $C_{sp} \approx 10$ pF, so ergibt eine Reihenschaltung mit dem Koppelkondensator $C_k = 2$ pF einmal als resultierende Kapazität $C_{res\,1} \approx 2$ pF und zum anderen $C_{res\,2} = 1{,}7$ pF. Die Kapazitätsvariation beträgt also, wie bereits erwähnt, $\Delta C = 2 - 1{,}7 = 0{,}3$ pF. Es ist immer zweckmäßig, C_k als Trimmer auszuführen, um geringe Änderungsmöglichkeiten bei Streuungen zu haben. Ein weiterer Vorteil der losen Ankopplung der Steuerdiode an den Topfkreis ist der, daß die Oszillatorspannung „heruntergeteilt" wird, und zwar nimmt das Teilerverhältnis auch noch mit abnehmender Sperrspannung zu. Man erreicht dann, daß die Diodenkennlinie bis zum Punkt $U_{sperr} \approx 0$ ausgesteuert werden darf, ohne daß die Diode in den Durchlaßbereich gesteuert werden kann. Wie sich in den einzelnen Bereichen des UHF-Bandes die Frequenz mit der Sperrspannung ändert, zeigt Bild 10. Aus den gezeichneten Kurven geht hervor, daß die Regelsteilheit über den gesamten UHF-Bereich angenähert gleich ist.

Nach dem bisher Gesagten besteht ohne weiteres die Möglichkeit, den UHF-Oszillator aus seiner jeweiligen Sollfrequenzlage um ± 2,5 MHz zu verstimmen. Wie beeinflußt diese Tatsache nun den Gleichlauf des UHF-Tuners? Darüber gibt eine kurze Betrachtung der Zusammenhänge Auskunft. Ist der Tuner auf einen Sender abgestimmt, so wird die Frequenz des Oszillators von der Steuerspannung bestimmt. Beim Betätigen der Handabstimmung verschiebt sich die HF-Selektionskurve gegenüber der Oszillatorfrequenz, die entsprechend dem Zusammenhang $f_{osz} = f_e + f_z$ durch die Automatik festgehalten wird. Bei einer Bandbreite der HF-Selektionskurve von $B_{HF} = 12$ MHz und der erforderlichen ZF-Bandbreite $B_{ZF} = 7$ MHz darf also die maximale Oszillatorverstimmung

$$\Delta f_{osz\,max} = \pm \frac{B_{HF} - B_{ZF}}{2}$$

$$= \pm \frac{12 - 7}{2} = \pm 2{,}5 \text{ MHz}$$

betragen. Damit ist die obere Grenze der Verstimmungsmöglichkeit gegeben, mit der auch bei den bisherigen Überlegungen stets gerechnet wurde. Macht man die Verstimmungsmöglichkeit größer (was durchaus möglich wäre), so besteht die Gefahr, daß die ZF-Durchlaßkurve durch den Flankenabfall der HF-Selektionskurve in unzulässiger Weise verformt würde. Eine Verbreiterung der HF-Selektionskurve würde aber wiederum zu einem Verlust an Verstärkung und Selektion führen.

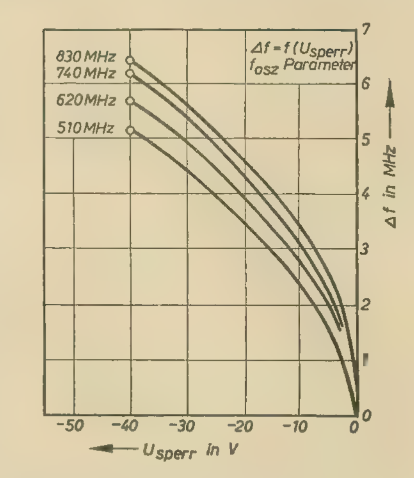


Bild 10: Frequenzverstimmung des Oszillators als Funktion der Sperrspannung

Die Steuerspannung wird — wie für den VHF-Kanalwähler — einer normalen Diskriminatorschaltung entnommen und in einem Gleichspannungsverstärker verstärkt. Beim Empfang sehr schwach einfallender TV-Sender kann man die Automatik durch Kurzschließen der Steuerspannung am Gitter des Gleichspannungsverstärkers P(C)F 82 (vgl. Bild 9) ausschalten. In diesem Fall erzeugt der Ruhestrom durch den Anodenwiderstand der Röhre an der Diode eine feste Vorspannung von 12 V.

Erfahrungen mit einer Wendelantenne

Der Empfangsort Döbeln-Stadt hat bei dem Empfang von Fernsehsendern relativ schwierige Probleme zu bewältigen. Es ist einmal die ungünstige Lage des Ortes als Talkessel und zum anderen liegt der Ort von allen drei in Frage kommenden Fernsehsendern Dresden, Leipzig und Karl-Marx-Stadt etwa gleich weit entfernt (30···50 km). Um ein einigermaßen sauberes Bild zu erhalten, sind 100···200 μV an 240 Ω nötig, wenn man dabei z. B. die TV-Empfänger „Dürer", „Cranach", „Derby", „Atelier", „Forum" und „Favorit" der VEB RAFENA Werke Radeberg betrachtet. Bei anderen Empfängern, z. B. „Alex", „Weißensee", sind dagegen 200···400 μV nötig. Die letztgenannten Empfänger sind am erwähnten Empfangsort unbrauchbar. Die nachstehenden Feldstärkewerte einzelner Sender sollen zeigen, daß es nötig ist, für jeden der drei Sender mindestens eine Mehrelement-Fernsehantenne anzuwenden.

Die Feldstärkewerte wurden gemessen an einem 240-Ω-Dipol, der in 16 m Höhe angebracht war und dessen Abmessungen für jeden Sender geändert wurden.

Leipzig, Kanal 9
vertikal polarisiert: 40 μV;
Dresden, Sonderkanal
horizontal polarisiert: 60 μV;
Katzenstein, Kanal 8
horizontal polarisiert: 30 μV;
Ochsenkopf/Bayern, Kanal 4
vertikal polarisiert: 15 μV
Torfhaus/Harz, Kanal 10
horizontal polarisiert: 10 μV
Brocken/Harz, Kanal 6
horizontal polarisiert: 15 μV
(Ochsenkopf, Torfhaus, Brocken: im Mittel)

Die drei letztgenannten Sender unterliegen starken Schwankungen, die wetter- und zeitabhängig sind.

Es ergibt sich daraus, daß eine Breitbandantenne mit großem Gewinn hierbei gute Dienste leistet. Die erprobte Wendelantenne hat die erwähnten Eigenschaften, und außerdem ist sie für horizontal und vertikal polarisierte Sender gleichermaßen gut einsetzbar.

Die benutzte Wendel bestand aus sechs Windungen 10 mm starken Alu-Drahtes. Die Länge einer Windung lag in der Größenordnung einer Wellenlänge. Die Steigung der Windungen betrug λ/4. Abgestimmt war die Wendelantenne auf 200 MHz (Band III) [siehe auch radio und fernsehen 11 (1960) S. 330 und 331].

Theoretisch ergibt sich für diese Daten der Wendel ein Gewinn von 13 dB. Die Antennenhöhe betrug 16 m.

Beim Versuch ergaben sich folgende Werte:

Leipzig	~140 μV ≙	~11 dB Gewinn,
Dresden	~200 μV ≙	~10 dB Gewinn,
Katzenstein	~100 μV ≙	~11 dB Gewinn,
Ochsenkopf	~ 30 μV ≙	~ 6 dB Gewinn,
Torfhaus	~ 35 μV ≙	~11 dB Gewinn,
Brocken	~ 50 μV ≙	~11 dB Gewinn.

Die Abweichungen von den theoretischen Werten ergeben sich aus Ableitungsverlusten und Fehlanpassung (Stehwellen). Der Abfall des Gewinnes für Band I (Ochsenkopf) ist auf die Differenz der abgestimmten Empfangsfrequenz (200 MHz) zur Sendefrequenz (60 MHz) zurückzuführen.

Bei den Empfangserprobungen ergab sich also folgendes: Die Spitzenantennengewinne von Zwei- oder Mehretagen-Yagis, die für jeweils einen Kanal ausgelegt sind und 14···16 dB Gewinn bringen, erreicht die Wendel nicht. Dafür ist sie aber für das gesamte Band III einsetzbar, unabhängig von der Polarisation, und unkritisch im Aufbau. Das Vor-Rück-Verhältnis beträgt etwa 10 dB.

Die aus der zirkularen Polarisation der Antenne ableitbare Möglichkeit der Störeinstrahlung von den Seiten hat sich bei der Erprobung nicht störend bemerkbar gemacht.

Dieter Brabandt

FERNSEHNORMEN

HEINZ DOBESCH

Die zunehmende Verbreitung des Fernsehens hängt in erster Linie mit seiner großen Aktualität zusammen. Das jeweilige Geschehen an einem weit entfernten Ort gleichzeitig zu erleben, ist von großem Reiz für die Teilnehmer. Diese Aktualität ist nur auf Grund der Entwicklung der Nachrichtenverbindungen und der eigentlichen Fernsehtechnik, nämlich der Bildaufnahme und der Bildwiedergabe möglich.

Die bewegte Szene wird im Fernsehen bekanntlich so übertragen, daß man die Bewegung in Teilbilder zerlegt und jedes Teilbild wieder in Zeilen auflöst, die nacheinander übertragen werden. Die Zerlegung des Bildes in der Kamera und die Zusammensetzung auf dem Bildschirm des Empfängers müssen natürlich „synchron" erfolgen. Das Fernsehbild wird von einem Sender ausgestrahlt, der nach verschiedenen Modulationsverfahren arbeiten kann. Um trotz dieser komplizierten Technik das Fernsehen verbreiten zu können, müssen die wichtigsten Kennwerte genormt werden. Die Normen betreffen alle Fragen im Zusammenhang mit der Bildzerlegung, wie Zeilenzahl, Zahl der Teilbilder, Synchronsignal und der Ausstrahlung, wie Modulationsart und Senderleistung. Es ist leicht einzusehen, daß solche Normen möglichst international sein müssen.

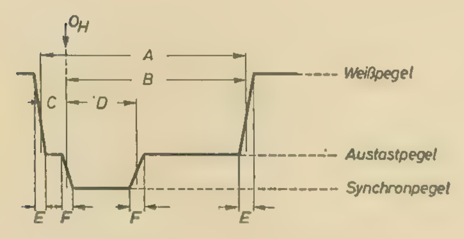


Bild 1: H-Synchron- und Austastimpuls

Leider ist es nicht gelungen, eine einheitliche TV-Norm im Weltmaßstab aufzustellen. In Europa sind die Verhältnisse besonders verwirrt. Um die TV-Normen bemüht sich auf internationaler Ebene das C.C.I.R. (Comité Consultatif International des Radiocommunications), wo in der Studiengruppe XI (Fernsehen) die Arbeiten durchgeführt werden. Die TV-Normen sind enthalten in dem C.C.I.R.-Bericht Nr. 124 und der Empfehlung Nr. 212. Der Bericht Nr. 124 ersetzt den bisherigen Bericht Nr. 83, der von der Studiengruppe XI des C.C.I.R. überarbeitet und nun neu herausgegeben wurde [1]. Bei der Überarbeitung wurden lediglich die bestehenden Normen in übersichtlicher Form zusammengefaßt. Prinzipielle Änderungen traten nicht ein. Über diesen Stand soll berichtet werden.

Die Empfehlung Nr. 212 (Fernsehnormen) ist für alle Fernsehsysteme verbindlich und enthält folgende Punkte:

1. Das Fernsehsystem muß unabhängig von der Netzfrequenz arbeiten.
2. Das Bildformat (Breite zu Höhe) soll 4 : 3 betragen.
3. Es soll ein Zeilensprung 2 : 1 angewendet werden.
4. Die Abtastung des Bildes soll von links nach rechts und von oben nach unten erfolgen.
5. Der Bildträger soll amplitudenmoduliert sein.
6. Der Empfänger soll für Restseitenband eingerichtet sein und der Bildträger soll im Empfänger bedämpft werden.
7. Der Sender soll das untere oder obere Seitenband, jedoch nicht den Träger, bedämpfen.

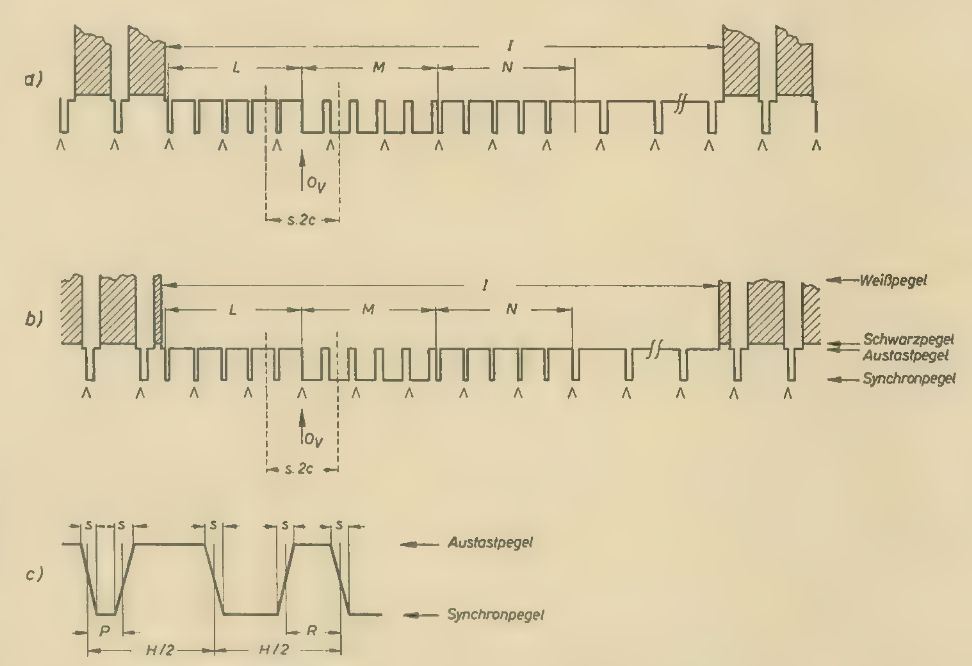


Bild 2: V-Impuls für alle TV-Systeme mit Ausnahme des 819-Zeilensystems
a) Signal am Ende von geradzahligen Halbbildern; b) Signal am Ende von ungeradzahligen Halbbildern; c) Einzelheiten der Ausgleichs- und Synchronimpulse

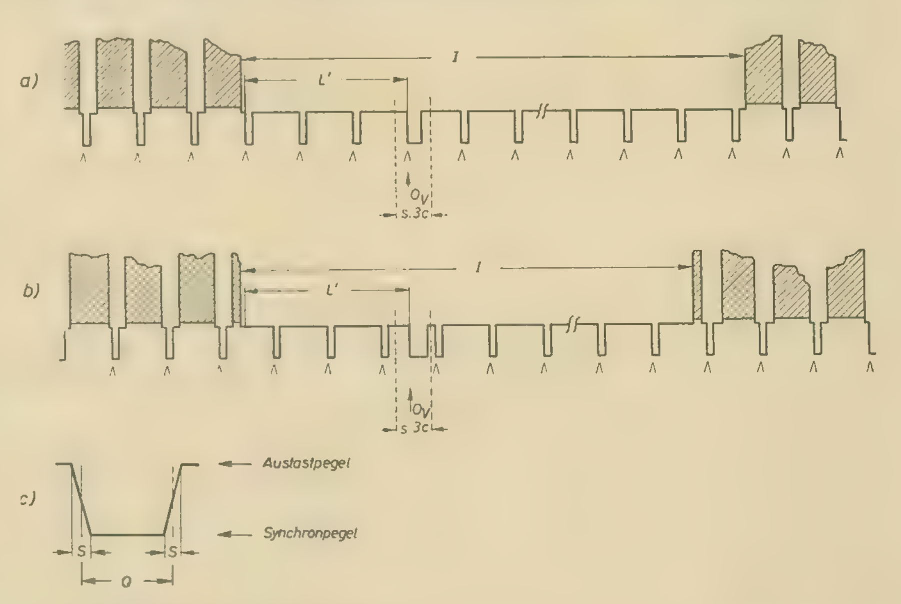


Bild 3: V-Impuls für das 819-Zeilensystem
a) Signal am Ende von geradzahligen Halbbildern; b) Signal am Ende von ungeradzahligen Halbbildern; c) Einzelheiten der Ausgleichs- und Synchronimpulse

Tabelle 1a: Kennwerte für Schwarz-Weiß-Fernsehen

Punkt	Bezeichnung	Fernsehsystem						
		405	525	625	Belgisches 625	O.I.R.T. 625	819	Belgisches 819
1	Zeilenzahl je Bild	405	525	625	625	625	819	819
2	Halbbild-Folgefrequenz (Halbbilder/s)	50	60	50	50	50	50	50
3	Zwischenzeile	2 : 1 entsprechend E 212						
4	Bildfolgefrequenz (Bilder/s)	25	30	25	25	25	25	25
5	Zeilenfrequenz mit Toleranz bei netzfreiem Betrieb in 1/s	10,125	15,750	15,625 ± 0,1%	15,625 ± 0,1%	15,625 ± 0,05%	20,475	20,475 ± 0,1%
6	Bildformat (Breite/Höhe)	4 : 3 entsprechend E 212						
7	Abtastrichung Zeile Bild	von links nach rechts, von oben nach unten } entsprechend E 212						
8	Unabhängig von Netzverkopplung	ja, entsprechend E 212						
9	Ungefährer γ-Wert des Bildsignales	0,4 ··· 0,5	0,45	0,5	0,5	0,5	0,6	0,5
10	Nennwert der Video-Bandbreite in MHz	3	4,2 (4)	5	5	6	10	5

Tabelle 1b: HF-Kennwerte (siehe auch Bild 4)

Punkt	Bezeichnung	Fernsehsystem						
		405	525	625	Belgisches 625	O.I.R.T. 625	819	Belgisches 819
a	Nennwert der HF-Bandbreite in MHz	5	6	7	7	8	14	7
b	Lage des Tonträgers zum Bildträger in MHz	— 3,5	+ 4,5	+ 5,5	+ 5,5	+ 6,5	11,15[1])	+ 5,5
c	Lage des Tonträgers zur nächsten Eckfrequenz des Kanals in MHz	+ 0,25	— 0,25	— 0,25	— 0,25	— 0,25	0,02[1])	— 0,25
d	Nennwert der Seitenbandbreite in MHz	3	4,2 (4)	5	5	6	10	5
e	Nennwert der Restseitenbandbreite in MHz	0,75	0,75	0,75	0,75	0,75	2	0,75
f	Bildmodulationsart	A 5, Restseitenband entsprechend E 212						
		positiv	negativ	negativ	positiv	negativ	positiv	positiv
g	Synchronpegel in % des Trägerspitzenwertes	< 3	100	100	< 3	100	< 3	< 3
h	Austastpegel in % des Trägerspitzenwertes	30	75	72,5 ··· 77,5 (75)	22,5 ··· 27,5	75	30	22,5 ··· 27,5
i	Schwarzabhebung in % des Trägerspitzenwertes	5	2,875 ··· 6,75 (0)	3 ··· 6,5	3 ··· 6	3 ··· 5	5	3 ··· 6
j	Weißpegel in % des Trägerspitzenwertes	100	≦ 15	10 ··· 12,5 (10···15)	100	10	100	100
k	Art der Tonmodulation	A 3	F 3 ± 25 kHz 75 µs (Preemph.)	F 3 ± 50 kHz 50 µs (Preemph.)	A 3 50 µs (Preemph.)	F 3 ± 50 kHz 50 µs (Preemph.)	A 3	A 3 50 µs (Preemph.)
l	Verhältnis der effektiven Bild-/Tonsendeleistung	4 : 1	2 : 1 ··· 1,43 : 1 (20 : 3 ··· 20 : 7)	5 : 1	4 : 1	2 : 1 ··· 5 : 1	4 : 1	4 : 1

Tabelle 2: H-Impulsparameter der Fernsehsysteme (Bild 1) gemessen zwischen den 0,5-Amplitudenwerten

Punkt	Bezeichnung	Fernsehsystem													
		405		525		625		Belgisch 625		O.I.R.T. 625		819		Belgisch 819	
		% H	µs	% H	µs	% H	µs	% H	µs	% H	µs	% H	µs	% H	µs
H	Zeilendauer	100	98,8	100	63,5	100	64	100	64	100	64	100	48,84	100	48,84
A	H-Austastimpuls	17,7 ··· 19,2	17,5 ··· 19	16 ··· 18	10,2 ··· 11,4	18,5 ··· 19,2	11,8 ··· 12,3	18,7	11,8 ··· 12,2	18,4 ··· 19,5	11,8 ··· 12,5	19	9,2 ··· 9,8	18,4	9 ··· 9,4
B	Zeit zwischen O_H und hinterer Austastflanke	16,2 ··· 17,2	16 ··· 17	14,3	> 9,1		10 ··· 11	16,5	10,2 ··· 11	16,1 ··· 17,3	10,3 ··· 11,3	17,8	8,9	16,4	7,8 ··· 8,6
C	Vordere Austastschulter	1,52 ··· 1,95	1,5 ··· 2,0	> 2,7	> 1,71	2 ··· 2,8	1,3 ··· 1,8	2,2	1,2 ··· 1,6	1,9 ··· 2,35	1,2 ··· 1,5	1,2	0,5 ··· 0,7	2	0,8 ··· 1,2
D	H-Synchronimpuls	8,1 ··· 10,1	8 ··· 10	6,6 ··· 8,6	4,19 ··· 5,46	7 ··· 7,7	4,5 ··· 4,9	7,8	4,8 ··· 5,2	7 ··· 8,3	4,5 ··· 5,3	5,2	2,4 2,6	7,2	3,4 ··· 3,8
E	Anstiegszeit der Austastimpulsflanken (10 ··· 90%)	0,26 ··· 0,51	0,25 ··· 0,5	1	0,64	0,31 ··· 0,62	0,2 ··· 0,4	0,5	0,2 ··· 0,4	0,3 ··· 0,7	0,2 ··· 0,45	0,4	0,17 ··· 0,23	0,4	0,1 ··· 0,3
F	Anstiegszeit der HS-Impulsflanken (10 ··· 90%)	≦ 0,26	≦ 0,25	0,4	0,25	0,31 ··· 0,62	0,2 ··· 0,4	0,5	0,2 ··· 0,4	0,2 ··· 0,4	0,13 ··· 0,23	0,25	0,10 ··· 0,14	0,4	0,1 ··· 0,3

Tabelle 3: V-Impulsparameter der Fernsehsysteme (Bild 2 und 3)

Punkt	Bezeichnung	Fernsehsystem 405		525		625		Belgisch 625		O.I.R.T. 625		819		Belgisch 819	
V	Halbbildner in ms	20		16,667		20		20		20		20		20	
H	Zeilendauer in µs	98,8		63,5		64		64		64		48,84		48,84	
J	Dauer des V-Austastimpulses	(13 ··· 15,5) H + 18,25 µs		(13 ··· 21) H + 10,7 µs		(18···22) H+12 µs [(18 ··· 22) H + 11,7 µs]		(20 ··· 21) H + 12 µs		(23 ··· 27) H		41 H		(29 ··· 30) H + 9 µs	
K	Anstiegszeit des V-Austastimpulses (10 ··· 90%) in µs	0,25 ··· 0,5		6,35		≦ 6(,4)		≦ 6,4		0,2 ··· 6,4		< 0,2		< 4,9	
L	Dauer der ersten Ausgleichsimpulsfolge			3 H		2,5 H		2,5 H		2,5 H oder 3 H				3,5 H	
L	Zeit zwischen Beginn des VA-Impulses und Beginn des Bildsynchronimpulses											3 H			
M	Dauer der Synchronimpulsfolge	4 H		3 H		2,5 H		2,5 H		2,5 H oder 3 H				3,5 H	
N	Dauer des zweiten Ausgleichsimpulsfolge			3 H		2,5 H		2,5 H		2,5 H oder 3 H				3,5 H	
		% H	µs	% H	µs	% H	µs	% H	µs	% H	µs	% H	µs	% H	µs
P	Dauer des Ausgleichimpulses			3,6	2,54	3,4 ··· 3,75	2,2 ··· 2,4 (2 ··· 2,3)	3,7	2,3 ··· 2,5	3,5 ··· 4,15	2,25 ··· 2,65			3,5	1,6 ··· 1,8
Q	Dauer des V-Synchronimpulses	38,5 ··· 42,5	38 ··· 42	42,6	27,1		(26,5 ··· 26,9)	42	26,8 ··· 27,2			41	19 ··· 21	43	20,6 ··· 21
R	Zeit zwischen den V-Synchronimpulsen	11,5 ··· 7,5	11,4 ··· 7,4	7,4 (6 ··· 8)	4,7 (3,84 ··· 5,04)	7 ··· 7,7	4,5 ··· 4,9 (5,1 ··· 5,5)	7,8	4,8 ··· 5,2	7 ··· 8.3	4,5 ··· 5,3			7,2	3,4 ··· 3,8
S	Anstiegszeit (10 ··· 90%) der Synchronsignalflanken	≦ 0,26	≦ 0,25	0,4	0,25	0,31 ··· 0,62	0,2 ··· 0,4	0,5	0,2 ··· 0,4	0,2 ··· 0,4	0,13 ··· 0,26	< 0,4	< 0,2	0,4	0,1 ··· 0,3

8. Ton- und Bildträger sollen im Fernsehkanal untergebracht sein, wobei der Bildträger 1,25 MHz von der einen Eckfrequenz, der Tonträger 0,25 MHz von der anderen Eckfrequenz entfernt sein soll.

9. Das unterdrückte Seitenband soll von der Eckfrequenz an — die 1,25 MHz vom Träger entfernt ist — um mindestens 20 dB bedämpft sein.

10. Die Bildträgeramplitude soll beim Schwarzpegel unabhängig vom Bildinhalt sein.

11. Der γ-Wert des ausgestrahlten Signales soll mit Rücksicht auf die Gradation der Bildröhre im Empfänger < 1 sein.

12. Die Polarisation der ausgestrahlten Welle wird nicht genormt.

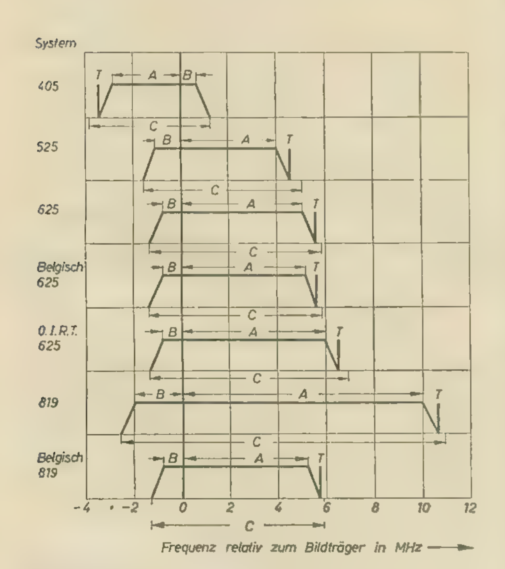


Bild 4: Relatives Verhältnis der Frequenz zum Bildträger bei den verschiedenen Systemen

In der Empfehlung sind so wichtige Parameter, wie Zahl der Bilder je Sekunde und der Zeilen je Sekunde nicht enthalten. Sie sind vielmehr einschließlich weiterer wesentlicher Daten den einzelnen TV-Systemen vorbehalten, die dann meist nach dem Ursprungsland und der Zeilenzahl benannt werden, wie z. B. das englische 405-Zeilensystem. Das C.C.I.R. hat diese Systeme im Bericht Nr. 124 (Kennwerte der Schwarz-Weiß-Fernsehsysteme) zusammengefaßt.

Die Tabellen 1 bis 3 und Bild 4 enthalten die Kennwerte der Fernsehsysteme, über deren Verbreitung noch einiges später gesagt wird. Aus Tabelle 1 ist zu ersehen, daß die Empfehlung Nr. 212 von den TV-Systemen eingehalten wird, bis auf die mit [1]) bezeichneten Werte des 819-Zeilensystems. Die in Klammern gesetzten Werte des 525- bzw. 625-Zeilensystems gelten für die japanische bzw. australische Norm. Weiterhin sind beim 625-Zeilen- und O.I.R.T.-System die Zahlenwerte in µs maßgebend, während die % H-Werte berechnet und abgerundet sind. In den Bildern 1, 2 und 3 sind die Erläuterungen zu den Buchstaben A bis S zu finden. In den Bildern 2 und 3 ist die H-Synchronimpulsfolge mit ∧ ∧ ∧ bezeichnet. Es ist zu beachten, daß am Ende von gradzahligen Halbbildern der Beginn des V-Synchronimpulses (0_v) nach Bild 2a zwischen zwei H-Synchronimpulse fällt, wenn die Zahl ungerade ist.

Im Bild 4 sind die idealen Amplituden-Frequenzabhängigkeiten von TV-Sendern für die verschiedenen Normen gezeichnet.

Hierin bedeuten:

T die Lage des Tonträgers,

A der Nennwert der Bandbreite des Seitenbandes,

B der Nennwert der Bandbreite des Restseitenbandes,

C die Kanalbandbreite,

Die 405-Zeilennorm beschränkt sich auf Großbritannien und Irland. Es sei erwähnt, daß hier trotz der geringen Zeilenzahl eine sehr hohe Bildgüte erreicht wird. Die 525-Zeilennorm ist in den USA entstanden und erstreckt sich über den gesamten amerikanischen Kontinent mit Ausnahme von Argentinien und wird außerdem in Japan, Südkorea, den Philippinen, Taiwan, Thailand, Iran und Saudi-Arabien angewendet. Der 625-Zeilennorm, auch Gerber-Norm genannt, haben sich die meisten westeuropäischen Länder, weiterhin Finnland, Jugoslawien, Argentinien, die Türkei, Ägypten, der Irak, Australien und die DDR angeschlossen. Die O.I.R.T.-Norm schließlich ist verbindlich für die übrigen Länder des sozialistischen Lagers.

Literatur

[1] Dokumente der IX. Vollversammlung Los Angeles 1959; Bd. II und III

[2] H. Rindfleisch: Der gegenwärtige Ausbau des Fernsehrundfunks im In- und Ausland; Rundfunktechnische Mitteilungen 5 (1959) S. 219 ··· 227

Neue westdeutsche Spanngitterröhren für Fernsehempfänger

EC 86, eine neue Eingangsröhre für Band IV/V

Bereits vor etwa zwei Jahren wurde die PC 86 als geeignete UHF-Verstärker- und selbstschwingende Mischröhre bis zu 790 MHz für Fernsehempfängervorsätze für das Band IV/V herausgebracht. In unserer Zeitschrift wurde diese Röhre damals ausführlich beschrieben[1]). Die Einschaltung der Röhren eines solchen Tuners in den Serienheizkreis eines Fernsehempfängers macht aber Schwierigkeiten, sofern man bei der Konstruktion des Empfängers nicht bereits Rücksicht darauf genommen hat und entsprechende Widerstände in den Heizkreis legte, an deren Stelle dann die Heizfäden des Dezituners treten können. Bei älteren Geräten ist das nicht der Fall.

Mit der Schaffung der EC 86 (Bild 1) kann man Dezituner mit Parallelheizung bauen und die Heizspannung aus einem kleinen Netztransformator beziehen, man ist also vom Heizkreis des Fernsehempfängers unabhängig. Mit Ausnahme der Heizdaten ($U_f = 6{,}3$ V, $I_f = 0{,}175$ A) entspricht die EC 86 völlig der PC 86.

EF 183 und EF 184, zwei neue ZF-Pentoden in Spanngittertechnik (Bild 2)

Im ZF-Verstärker von Fernsehempfängern wurde bisher vorzugsweise die EF 80 verwendet. Bei einer Bandbreite von 5 MHz erhält man mit ihr eine etwa neunfache Verstärkung. Bei einem dreistufigen ZF-Verstärker ist die Gesamtverstärkung etwa 730fach, bei einem vierstufigen 6500fach. Für eine Breitbandverstärkung ist in erster Linie das Produkt aus Verstärkung und Bandbreite bestimmend. Es ist

$$V \cdot B = \frac{159\ S}{c_e + c_a} \qquad (1)$$

und damit

$$V = \frac{159 \cdot S}{B \cdot (c_e + c_a)}. \qquad (2)$$

Hierbei wird S in mA/V, c in pF und B in MHz eingesetzt. Größer kann die Verstärkung nie werden. In Wirklichkeit ist sie noch kleiner, da parallel zu den inneren Röhrenkapazitäten noch die Schaltkapazitäten c_{sch} liegen, die wenigstens 5 pF betragen. Aus den Gleichungen (1) und (2) kann man ersehen, daß das S/c-Verhältnis Auskunft über die Breitbandverstärkereigenschaften gibt.

Aber auch die Gitter-Anoden-Kapazität ist von größter Bedeutung. Eine zu große Gitter-Anoden-Kapazität führt leicht zum Selbstschwingen und setzt die Grenze der Verstärkungsmöglichkeit herab. Hierfür ist der Faktor

$$\sqrt{\frac{1}{S \cdot c_{g1/a}}} \text{ bestimmend.}$$

Bei kritisch gekoppelten Bandfiltern ist die Grenze gegeben durch

$$V = \sqrt{\frac{S \cdot 0{,}8}{\omega \cdot c_{g1/a}}},$$

bei vierfacher Sicherheit also

$$V = \sqrt{\frac{S \cdot 0{,}2}{\omega \cdot c_{g1/a}}} = \sqrt{\frac{0{,}2}{6{,}28 \cdot f}} \sqrt{\frac{S}{c_{g1/a}}} = \frac{173}{\sqrt{f}} \cdot \sqrt{\frac{S}{c_{g1/a}}}. \qquad (3)$$

In letzterer Gleichung ist S in mA/V, $c_{g1/a}$ in mpF und f in MHz einzusetzen. Bei einer Zwischenfrequenz von 39 MHz, wie sie heute bei Fernsehempfängern verwendet wird, ergibt sich

$$V_{max} = 27{,}7 \cdot S \sqrt{\frac{1}{S \cdot c_{g1/a}\ (+\ 2\ \text{mpF})}}. \qquad (4)$$

Die zusätzlichen 2 mpF sind in der Kapazität der Röhrenfassung begründet. Bei der Bandbreite von 5 MHz, wie sie beim Fernsehempfänger vorliegt, braucht man ein Selbstschwingen nicht zu befürchten. Bei Rundfunkempfängern aber z. B. ist dies die Grenze für die mögliche Verstärkung.

Die 730fache Verstärkung eines dreistufigen Verstärkers ist sehr knapp, und auch die 6500fache Verstärkung eines vierstufigen Verstärkers genügt nicht in allen Fällen. Eine weitere Röhre zu nehmen würde bedeuten, gleich eine über 50000fache Verstärkung zu erhalten. In diesem Fall ist es besser, wenn man eine steilere Röhre verwendet.

Durch Einführung der Spanngittertechnik für ZF-Pentoden kam man zum Ziel. Die jetzt entwickelte EF 184 (Bild 3) hat eine Steilheit von 15 mA/V; mit ihr erhält man bei B = 5 MHz eine 26fache Verstärkung. Bei zwei Stufen ist die Verstärkung 676fach, also nahezu so groß wie bei einem dreistufigen Verstärker mit der EF 80, und bei drei Stufen erhält man eine über 17000fache Verstärkung. Sie bleibt dabei noch weit unter der Grenze der Selbsterregung.

Ein Vergleich der Kennlinien (Bild 4) und der Daten (Tabelle 1) der EF 80 und EF 184 zeigt deutlich den Fortschritt, der mit der EF 184 erzielt wurde.

Auch beim Fernsehempfänger ist es erwünscht, den Empfang automatisch zu regeln. Kann man mehrere Fernsehsender empfangen, und ist der eine davon in der Nähe, so ist dessen Feldstärke oft so groß, daß dieses Bild im Gegensatz zu den anderen völlig schwarz ist. Man half sich bisher damit, ein Schwächungsglied einzubauen, das dann für diesen Sender eingeschaltet wurde. Besser ist es, mindestens in der ersten ZF-Stufe eine Regelröhre zu verwenden. Bisher stand für diesen Zweck nur die EF 85 zur Verfügung. Die EF 89 ist weniger geeignet, da ihr Heizstrom nur 0,2 A beträgt und nur eine fünffache Verstärkung bei einer Bandbreite von 5 MHz hat. Die EF 85 mußte man aber zusätzlich nehmen, denn anstelle der EF 80 würde die Gesamtverstärkung noch geringer werden. Jetzt steht aber auch für die automatische Regelung eine Spanngitterröhre, die EF 183, zur Verfügung. Ihre Verstärkung ist über dreimal so groß wie die der EF 85, und auch ihre Regelfähigkeit ist besser.

Beim Regeln tritt, wenn kein Katodenwiderstand oder ein wechselstrommäßig überbrückter Katodenwiderstand vorhanden ist, eine Änderung der Eingangskapazität durch die Raumladungskapazität und damit eine Verstimmung ein. Man kann diesen Einfluß durch Stromgegenkopplung mit einem nicht überbrückten Katodenwiderstand bestimmter Größe eleminieren (bei der EF 183 beträgt er etwa 20 bis 25 Ω).

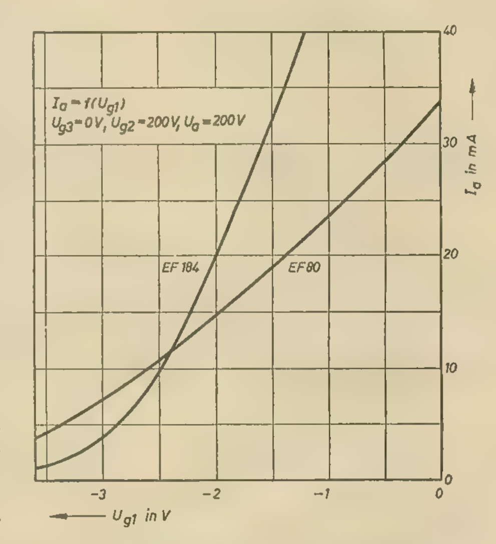


Bild 4: Anodenstrom in Abhängigkeit von der Gittervorspannung. Vergleich zwischen der EF 184 und der EF 80

Die Katode ist bei der EF 183 und bei der EF 184 an zwei Sockelstifte angeschlossen, um eine möglichst kleine Katodeninduktivität und einen hohen Eingangswiderstand zu erzielen. Man muß bei der Schaltung natürlich dafür sorgen, daß die Fassungskontakte dieser Katodenanschlüsse möglichst kurz, d. h. induktivitätsarm, geerdet werden, denn sonst geht der in der Röhre erzielte Vorteil verloren und der Eingangswiderstand sinkt entsprechend.

Bild 5 zeigt den Aufbau der EF 183, Bild 6 zum Vergleich den Verlauf der I_a- und S-Kennlinien der EF 183 und der EF 85 bei ungefähr gleichen Betriebsbedingungen.

PCC 189, eine regelbare Doppeltriode

Beim Empfang eines schwachen Fernsehsenders in der Nähe eines starken Senders, sowie in Ländern, bei denen nicht nur das Bild, sondern auch der Ton amplitudenmoduliert ist (z. B. in Belgien und England), kann Kreuzmodulation auftreten. Kann die Eingangs-Kaskode-Röhre an die Regelung angeschlossen werden, so ist

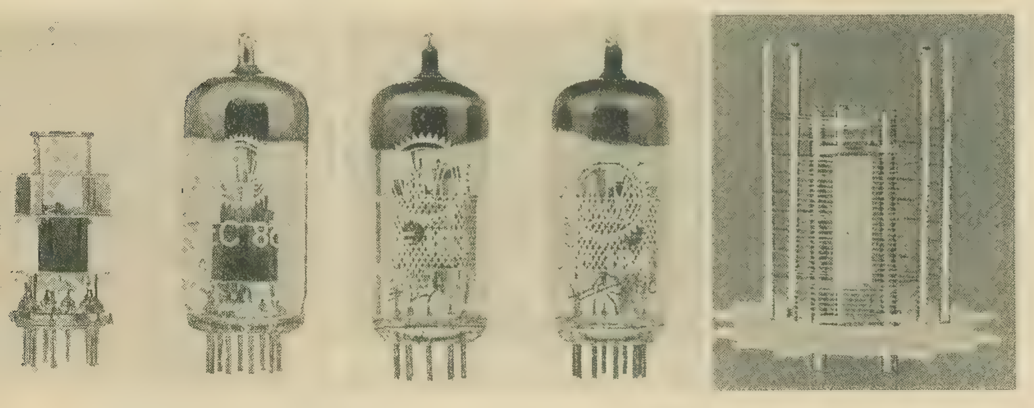


Bild 1 (links): EC 86 für Dezituner zum Empfang des Fernsehbandes IV/V. Links das System, rechts die vollständige Röhre

Bild 2 (mitte): Die steilen ZF-Verstärkerröhren EF 183 und EF 184

Bild 3 (rechts): Aufbau der steilen ZF-Pentode EF 184 (Katode und Gitter 1 ··· 3)

[1]) PC 86, eine neue universelle Dezitriode; radio und fernsehen 16 (1958) S. 518

Tabelle 1: Übersicht über die verschiedenen ZF-Pentoden für Fernsehempfänger

		EF 183	EF 184	EF 80	EF 85	EF 89
U_a	in V	200	200	200	200	200
U_{g3}	in V	0	0	0	0	0
U_{g2}	in V	90	200	200	80	107
U_{g1}	in V	—2	—2,5	—2,55	—1,5	—1,9
I_a	in mA	12	10	10	8	11
I_{g2}	in mA	4,5	4,1	2,6	2	3,7
S	in mA/V	12,5	15	7,1	5,7	3,8
R_i	in kΩ	500	350	550	400	550
r_e (40 MHz)	in kΩ	30	30	19	19	20
c_e	in pF	9	10	7,5	7,2	5,5
c_a	in pF	3	3	3,35	3,7	5,1
$c_{g1/a}$	in mpF	< 5	<5	<8	<8	<3
$S/c_e + c_a$	in $\frac{mA/V}{pF}$	1,03	1,15	0,65	0,52	0,36
$S/c_{g1/a}$	in $\frac{mA/V}{mpF}$	2,5	3	0,9	0,7	1,3
V · B	in MHz	165	183	65	52	36
$\frac{159\,S}{c_e + c_a + 5\,pF}$	in MHz	117	132	45	36	24,5
$\sqrt{\frac{1}{S \cdot c_{g1/a}\,(+\,2\,mpF)}}$		0,107	0,09	0,119	0,132	0,23
V_{max} nach Gleichung (4)		37	40	23,3	20,9	24,4
V_{max} nach Gleichung (2)[1]		23	26	9	7	5

[1]) Hierbei ist B = 5 MHz und C_{sch} mit 5 pF eingesetzt.

Tabelle 2: Grenzdaten

		EF 183	EF 184
$U_{a\,max}$	in V	250	250
$N_{a\,max}$	in W	2,5	2,5
$U_{g2\,max}$	in V	250	250
$N_{g2\,max}$	in W	0,65	0,9
$I_{k\,max}$	in mA	20	25
$R_{g1\,max}$	in MΩ	1	1
$U_{f/k\,max}$	in V	150	150
$R_{f/k\,max}$	in kΩ	20	20
Innere Röhrenkapazitäten			
c_e	in pF	9	10
c_a	in pF	3	3
$c_{g1/a}$	in mpF	< 5	< 5

Tabelle 3: Betriebsdaten der HF-Regelpentoden

		EF 183				EF 85			
$U_b = U_a$	in V	200				200			
U_{g3}	in V	0				0			
R_{g2}	in kΩ	22				30			
Regelung		1 :	10	20	100	1 :	10	20	100
U_{g1}	in V	— 2	— 6,5	— 9,5	— 19,5	— 2,3	— 8,7	— 11,5	— 28
I_a	in mA	12	4,5	3	0,45	11,4	3,5	2,3	0,3
I_{g2}	in mA	4,5	1,7	1	0,2	2,8	0,75	0,5	0,1
S	in mA/V	12,5	1,25	0,625	0,125	6,15	0,62	0,31	0,062
$U_{g\,eff}$	in mV		100	160	450				



Bild 5: Das aufgeschnittene System der steilen Regelpentode EF183

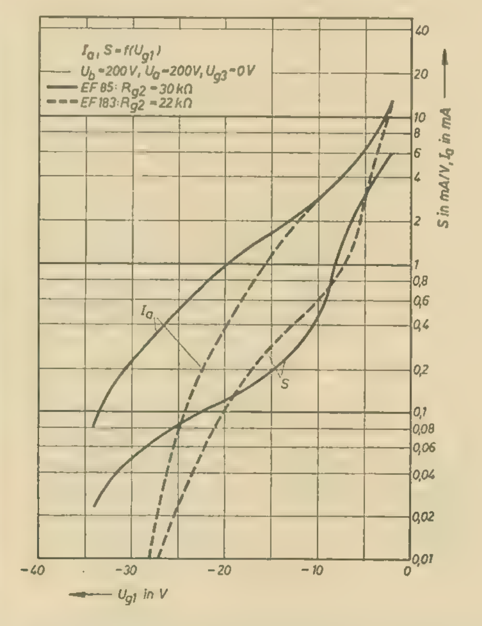


Bild 6: Anodenstrom und Steilheit in Abhängigkeit von der Gittervorspannung. Vergleich zwischen der EF 183 und der EF 85

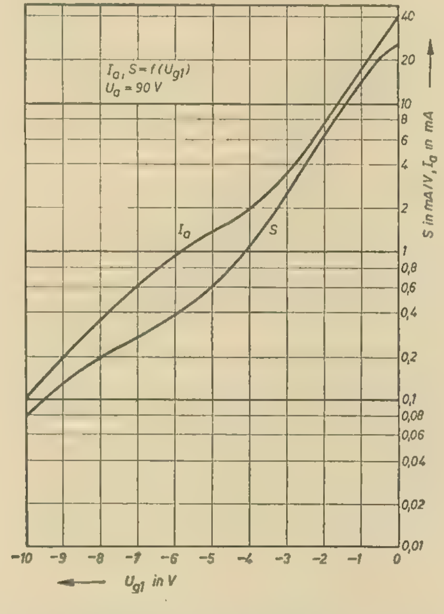


Bild 8: Anodenstrom und Steilheit der PCC 189 in Abhängigkeit von der Gittervorspannung

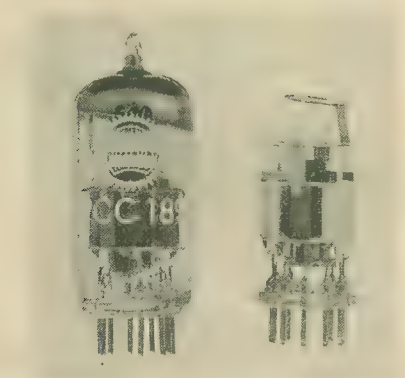


Bild 7: Die regelbare steile Kaskode-Doppeltriode PCC 189. Links die vollständige Röhre, rechts das System

diese Gefahr geringer. Hierfür wurde nun die PCC 189 entwickelt. In der Sockelschaltung und in den Meßdaten entspricht die PCC 189 völlig der PCC 88. Nur in einigen Kapazitäten und einigen Grenzwerten bestehen Unterschiede. Die PCC 189 wird ihren Einsatz vor allem in gewissen Exportempfängern und in Viernormengeräten finden.
Bild 7 zeigt Aussehen und Aufbau der PCC 189, Bild 8 die Regelkennlinien. Der Arbeitspunkt des ersten Systems liegt bei der Kaskodeschaltung bei $U_a = 90$ V, $U_{g1} = -1{,}2$ V, $I_a = 15$ mA und S = 12,5 mA/V. Bei einer Regelung 1 : 10 stellt sich eine Gitterspannung von — 3,6 V ein. Eine Regelung von 1 : 20 tritt bei $U_{g1} = -5$ V und von 1 : 100 bei $U_{g1} = -9$ V ein.
Alle die besprochenen Röhren werden von Telefunken, Valvo, Siemens und Standard Elektrik Lorenz hergestellt.
Außer diesen für den Bildkanal des Fernsehempfängers wichtigen neuen Röhren sind noch eine neue Triode—Pentode für den Tonkanal sowie einige neue Bildröhren auf dem westdeutschen Markt erschienen. Sie sollen in den nächsten Heften behandelt werden.

Fritz Kunze

Fotos: Valvo-Pressestelle.

Aus der Reparaturpraxis

„Spinngewebe" auf dem Bildschirm

Beim 43-cm-Bildschirm tritt oft eine Erscheinung auf, die an keinen bestimmten Gerätetyp gebunden ist. Es knallt im Hochspannungskäfig und die Helligkeit bricht zusammen. Danach erscheint das Bild wieder wie ein Ölfleck, der sich langsam von der Mitte zu den Rändern hin ausbreitet. Gleichzeitig sind einige feine Risse wie Spinngewebe auf dem Schirm zu sehen. Oft dauert es Minuten, bis die letzten Ecken des Bildes wieder richtig ausgefüllt sind. Diese Erscheinung ist durch die Bedienungsregler für Helligkeit und Kontrast nicht zu beeinflussen. Die Art des Fehlers läßt eine fehlerhafte Bildröhre vermuten und dies ist auch — wenigstens vorübergehend — der Fall. Durch einen kurzzeitigen Schluß in der Röhre DY 86 wird der Anodenbelag der Bildröhre derart schonungslos entladen, daß eine Deformierung der Leuchtschicht eintritt. Nach Angaben des Röhrenwerkes darf eine Entladung der Bildröhre nur über einen Spannungswiderstand von etwa 10 kΩ während einer Minute lang erfolgen. Sobald nun die DY 86 wieder einwandfrei arbeitet, gewinnt die Leuchtschicht der Röhre allmählich ihre Aktivität zurück. Jedoch ist die fehlerhafte DY 86 sofort zu tauschen, denn eine derartige Beanspruchung der Bildröhre fördert wohl kaum ihre Lebensdauer.

Ing. Kurt H. Böhlert

Keine Helligkeit beim „Forum"

Eine Überprüfung des zur Reparatur vorliegenden Gerätes zeigte keinen Fehler. Die Helligkeit war vorhanden. Das Gerät mußte daher über längere Zeit beobachtet werden. Nach etwa 1,5 Betriebsstunden begann die Helligkeitsintensität in Abständen von einer Minute zu schwanken. Nach einer weiteren halben Betriebsstunde nahm die Helligkeit immer mehr ab, verschwand ganz, kam jedoch nach kurzer Zeit zum Teil normal wieder. Dieser Verlauf wiederholte sich periodisch und ließ einen Heizfadenbruch der Bildröhre vermuten. Fiel die Helligkeit stark ab, so konnte man bei Empfang ein Ausreißen der Zeilensynchronisation und eine durch das Bild laufende Brummwelle beobachten. Dafür ließ sich zunächst keine Erklärung finden, zumal auch kein Heizfadenbruch der Bildröhre vorlag. An der Fassung der Bildröhre wurde aber nur eine geringere Heizspannung gemessen. Nach Ausbau des Chassis zeigte sich kein Kabelbruch und zunächst auch keine schlechte Lötstelle. Eine nähere Untersuchung ergab als Fehlerquelle die Lötstelle, an dem das masseseitige Ende der Bildröhrenheizung verlötet ist.
Zur Befestigung der Lötleisten dient eine aus dem Chassis herausgebogene Lasche. Die Verbindung einer Lötöse mit der Lasche ergibt den Massestützpunkt. Bei diesem Gerät war die Lötöse zwar von außen gut verlötet, jedoch nicht mit der Lasche. Durch Korrosionserscheinungen konnte sich im Laufe der Zeit dann dieser Fehler ausbilden. Diesem Massestützpunkt sind auch die Ableitwiderstände vom Bildkippteil und vom Amplitudensieb zugeführt, womit sich auch der vorher erwähnte Effekt erklären läßt.

Heinz Braunert

Eine „Meßhilfe" zur Fehlersuche

Bei der Fehlersuche, insbesondere bei Rundfunk- und Fernsehgeräten, ist eine der wichtigsten und ersten Maßnahmen die Feststellung der an den Röhren liegenden Spannungswerte, deren Größe oft Aufschluß über die Ursache der Störung geben kann.
Die Arbeit ist schwierig und zeitraubend, wenn die Anschlüsse der Fassungen schlecht zugänglich sind. Das ist z. B. bei Tunern und bei Fernsehgeräten mit stehendem Chassis der Fall. Hier erfordert die Vorarbeit (Ausbau aus dem Gehäuse oder andere Demontagen) ein Mehrfaches der für die Messung selbst notwendigen Zeit.

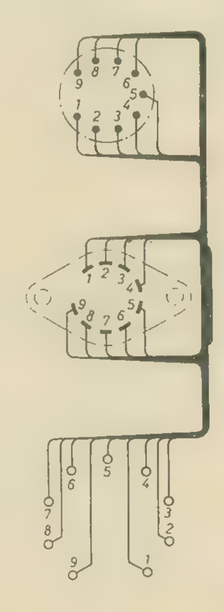


Bild 1: Anschlußschema der „Meßhilfe"

Ein nicht zu unterschätzender Anteil an der Gesamtzeit für die durchzuführende Prüfung ist die mangelhafte Übersicht, bedingt durch die Verdrahtung und der in ihr untergebrachten Bauelemente, die oft die Sicht versperren.
Um die erwähnten Schwierigkeiten und Zeitverluste zu beseitigen, wurde folgende mit „Meßhilfe" bezeichnete Vorrichtung geschaffen:
Ein Stecker (entsprechend dem Röhrensockel) ist durch eine Leitung gleicher Polzahl mit einer Meßplatte verbunden (Bild 2). Auf dieser Platte befindet sich eine Röhrenfassung und die übersichtliche Anordnung der Röhrenanschlüsse in Form von rohrförmigen Meßkontakten. Die Anordnung dieser Kontakte entspricht dem Sockelschaltbild, also der gewohnten Sicht auf die Lötanschlüsse einer Fassung.
Die leitungsmäßige Verbindung der drei Hauptbestandteile, Stecker, Röhrenfassung und Meßkontakte, zeigt Bild 1. Die aufzulegenden Lochkarten (Bild 2) kennzeichnen die Kontakte der jeweiligen Röhre.

Arbeitsablauf mit der „Meßhilfe"

Die zu prüfende Röhre ist dem Gerät zu entnehmen und auf die „Meßhilfe" zu stecken. In die freigewordene Röhrenfassung des Gerätes kommt der Stecker der Vorrichtung. Nach Inbetriebnahme des zu untersuchenden Gerätes lassen sich nun mit einem Vielfachinstrument die an der Röhre auftretenden Spannungswerte bequem an den Meßkontakten abnehmen (Bild 3).
Durch das Auflegen der Lochkarten zur Kennzeichnung der Meßpunkte werden Irrtümer verhindert, und bei Röhren, die dem Techniker nicht geläufig sind, erübrigt sich das Nachsehen in den Schaltungsunterlagen. Die hohle Form der Kontakte bietet der Prüfspitze oder dem Meßstöpsel einen festen Halt. Eine Verstimmung abgestimmter Kreise durch die „Meßhilfe" ist für die durchzuführende Kontrollarbeit (Spannungsmessung) ohne Belang.
Zusammenfassend läßt sich feststellen, daß diese Vorrichtung Arbeitserleichterung mit sich bringt und Nebenarbeiten einspart.

Herbert Hering



Bild 2: Ansicht der „Meßhilfe"

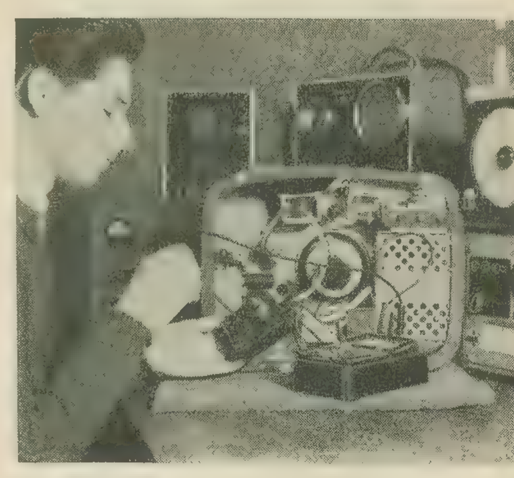


Bild 3: Arbeiten mit der „Meßhilfe"

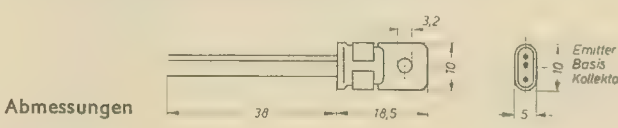
Dipl.-Ing. HANS-JOACHIM HANISCH 7

OC 820 Germanium-pnp-Flächentransistor

Aufbau

Alle Elektroden sind durch Glasdurchführungen gegen das Gehäuse isoliert. Das System ist durch eine Metallkappe gegen äußere Einflüsse geschützt. Die Anschlüsse sind lötfähig. Zur Wärmeableitung ist eine Kühlschelle vorgesehen, die die Montage des Transistors auf eine entsprechende Kühlfläche gestattet.

Abmessungen



Verwendung

Transistor für Endstufen mittlerer Leistung, für Vor- und Treiberstufen in NF-Verstärkern, für Steuer- und Regelzwecke und für Schwingungserzeuger in Oszillatoren mittlerer Leistung.

Kenndaten

Die Kenndaten werden für eine Umgebungstemperatur $T_a = 25\ °C$ angegeben.

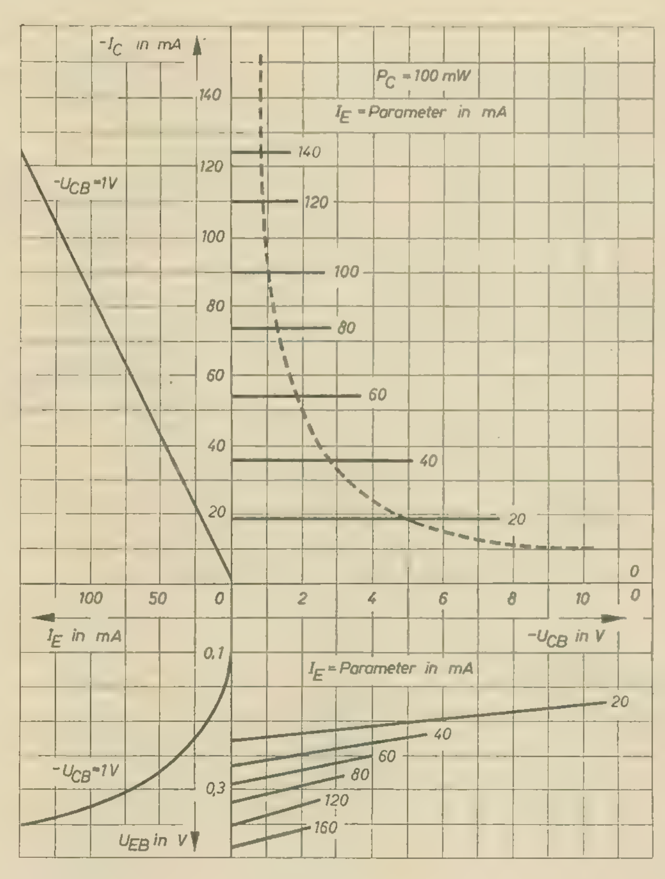
Statische Meßwerte

Kollektorreststrom			
$(-U_{CB} = 6\ V;\ I_E = 0)$	$-I_{CBO}$	$\leqq 20$	μA
$(-U_{CE} = 6\ V;\ I_B = 0)$	$-I_{CEO}$	$\leqq 400$	μA
Kollektorrestspannung			
(bei $-I_C = 125$ mA)	U_{CEO}	$\leq 0{,}5$	V
Basisstrom			
$(-U_{CE} = 6\ V;\ -I_C = 10\ mA)$	$-I_B$	$= 500 \cdots 1000$	μA
$(-U_{CE} = 0{,}7\ V;\ -I_C = 80\ mA)$	$-I_B$	$= 4 \cdots 8$	mA
Basisspannung			
$(-U_{CE} = 6\ V;\ -I_C = 10\ mA)$	$-U_{BE}$	$\leqq 250$	mV
$(-U_{CE} = 0{,}7\ V;\ -I_C = 80\ mA)$	$-U_{BE}$	$\leqq 0{,}5$	V

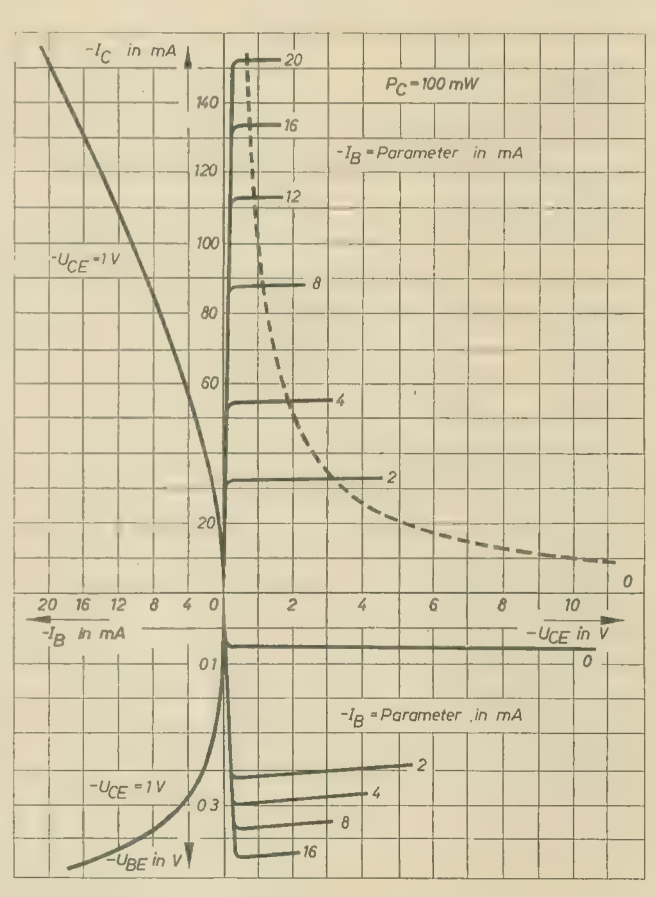
Temperaturabhängigkeit der Kollektorrestströme I_{CBO} und I_{CEO}
Es ist:

$$\chi_B = \frac{(I_{CBO})\ T_j}{(I_{CBO})\ T_j = 25\ °C},$$

$$\chi_E = \frac{(I_{CEO})\ T_j}{(I_{CEO})\ T_j = 25\ °C}.$$



Kennlinienfeld in Basisschaltung



Kennlinienfeld in Emitterschaltung

Dynamische Meßwerte

Basisschaltung

Grenzfrequenz $f_\alpha \geqq 200$ kHz
bei $-U_{CB} = 6$ V; $-I_C = 2$ mA

Emitterschaltung

Rauschfaktor $F \leqq 25$ dB
bei $-U_{CE} = 1$ V; $-I_C = 1$ mA; $f = 1$ kHz; $\Delta f = 600$ Hz; $R_g = 500\ \Omega$

Grenzwerte

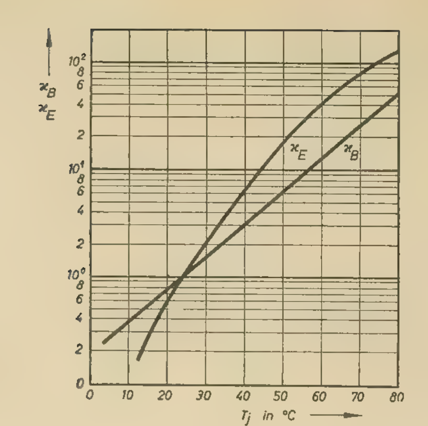
Emitterstrom	Effektivwert	I_{Eeff}	= 125 mA
	Spitzenwert	I_{Emax}	= 135 mA
Kollektorstrom	Effektivwert	$-I_{Ceff}$	= 125 mA
	Spitzenwert	$-I_{Cmax}$	= 150 mA
Emitterspannung	Effektivwert	$-U_{EBeff}$	= 8 V
	Spitzenwert	$-U_{EBmax}$	= 10 V
Kollektorspannung	Effektivwert	$-U_{CEeff}$	= 10 V
	Spitzenwert	$-U_{CEmax}$	= 20 V
Kollektorverlustleistung		P_{Cmax}	= 100 mW
Wärmewiderstand bei ruhender Luft		k_1	$= 0{,}3\ \frac{°C}{mW}$
Sperrschichttemperatur		T_{jmax}	= 75 °C
Umgebungstemperatur		T_{amax}	= 65 °C

Die erforderliche Reduzierung der Verlustleistung bei erhöhter Umgebungstemperatur ist abhängig von der Größe der verwendeten Kühlfläche und kann dem Diagramm $P_C = f(T_a)$ entnommen werden.
Es ist:

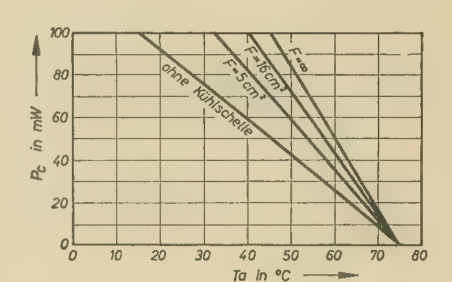
$$P_{C\,max} = \frac{T_j - T_a}{k_1 + k_2} \quad \text{mit } k_1 = 0{,}3\ \frac{°C}{mW}, \quad k_2 = \frac{1}{\alpha_w \cdot F}$$

($\alpha_w \approx 1{,}5$ mW/cm² °C)
(F = Kühlfläche in cm²).

Mit diesen Werten kann die erforderliche Kühlfläche oder die zulässige Verlustleistung berechnet werden.



Temperaturabhängigkeit des Kollektorreststromes



Erforderliche Reduzierung der Verlustleistung bei erhöhter Umgebungstemperatur

---

OC 816 *Fortsetzung von Heft 13 (1960)*

Fortsetzung von Heft 13 (1960)

Statische Meßwerte

Kollektorreststrom
($-U_{CB} = 6$ V; $I_E = 0$) $-I_{CBO} \leqq 20\ \mu A$
($-U_{CE} = 6$ V; $I_B = 0$) $-I_{CEO} \leqq 400\ \mu A$
Kollektorrestspannung
(bei $-I_C = 10$ mA) $-U_{CEO} \leqq 0{,}3$ V
Temperaturabhängigkeit der Kollektorrestströme I_{CBO} und I_{CEO}

Es ist:

$$\chi_B = \frac{(I_{CBO})\ T_j}{(I_{CBO})\ T_j = 25°C},$$

$$\chi_E = \frac{(I_{CEO})\ T_j}{(I_{CEO})\ T_j = 25°C}.$$

Dynamische Meßwerte Meßfrequenz f = 1 kHz

Grenzfrequenz $f_\alpha \geqq 300$ kHz
bei $-U_{CB} = 6$ V; $-I_C = 2$ mA

Emitterschaltung (Arbeitspunkt $-U_{CE} = 6$ V; $-I_C = 2$ mA)

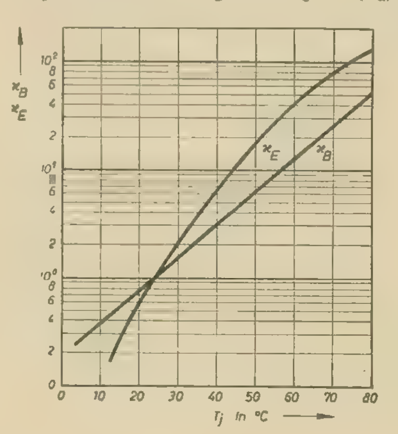
Eingangswiderstand
(Ausgang kurzgeschlossen) $h_{11e} = 0{,}4 \cdots 2$ kΩ
Spannungsrückwirkung
(Eingang offen) $h_{12e} = 4 \cdots 25 \cdot 10^{-4}$
Stromverstärkungsfaktor
(Ausgang kurzgeschlossen) $h_{21e} = 20 \cdots 100$
Ausgangsleitwert
(Eingang offen) $h_{22e} = 20 \cdots 150\ \mu S$
Leistungsverstärkung $G_{pmaxe} = 32 \cdots 45$ dB
(bei $-U_{CE} = 6$ V; $-I_C = 1$ mA; $R_L = 50$ kΩ)
Rauschfaktor $F \leqq 25$ dB
(bei $-U_{CE} = 1$ V; $-I_C = 1$ mA; $f = 1$ kHz; $\Delta f = 600$ Hz; $R_g = 500\ \Omega$)

Farbpunktgruppierung wie bei OC 811 radio und fernsehen 11 (1960) S. 339

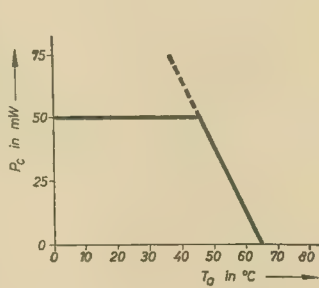
Grenzwerte

Kollektorstrom	Effektivwert	$-I_{Ceff}$	= 20 mA
	Spitzenwert	$-I_{Cmax}$	= 50 mA
Kollektorspannung	Effektivwert	$-U_{CEeff}$	= 10 V
	Spitzenwert	$-U_{CEmax}$	= 15 V
Kollektorverlustleistung		P_{Cmax}	= 50 mW
Wärmewiderstand bei ruhender Luft		k_1	$= 0{,}4\ \frac{°C}{mW}$
Sperrschichttemperatur		T_{jmax}	= 75 °C
Umgebungstemperatur		T_{amax}	= 65 °C

Bei Umgebungstemperaturen über + 45 °C ist die Verlustleistung entsprechend dem Diagramm $P_C = f(T_a)$ zu reduzieren.



Temperaturabhängigkeit des Kollektorreststromes ◀



Erforderliche Reduzierung der Verlustleistung bei erhöhter Umgebungstemperatur ▶

Ing. MANFRED PULVERS

Infolge der ständigen Rekombination der Minoritätsträger in der Basis, ist der Diffusionsstrom am kollektorseitigen Ende immer etwas kleiner, als am emitterseitigen Anfang. Dieser Verlust an Minoritätsträgern kann durch die bereits erwähnten Querwiderstände in der Leitung nachgebildet werden.

Bei der Anwendung des Transistors im Verstärkerbetrieb befindet sich im äußeren Kollektorkreis ein Lastwiderstand R_L, an dem infolge des Kollektorwechselstromes ein Spannungsabfall u_{cb} auftritt. Dementsprechend tritt auch an den Punkten C′ und B′ des inneren Transistors eine Wechselspannung $u_{c'b'}$ auf, die in die Basis zurückwirkt. Diese Rückwirkung, auf die schon mehrfach hingewiesen wurde, ergibt sich vorwiegend aus der Abhängigkeit der Basisdicke von der Kollektorspannung. Die Spannung $u_{c'b'}$ ruft eine Basisdickenmodulation hervor, die man sich als eine Modulation der Länge der RC-Leitung vorstellen kann. Dies kann im Ersatzschaltbild zum Ausdruck gebracht werden, indem man für die Leitungslänge einen mittleren Wert annimmt und die Leitung selbst mit der Spannungsquelle $u_{c'b'}/k_u$ abschließt. Hierbei gibt $1/k_u$ denjenigen Bruchteil an, mit dem $u_{c'b'}$ in das Basisgebiet zurückwirkt. Das Ersatzschaltbild des inneren Transistors kann vervollständigt werden, indem der Ausgangsstrom i_c', der gleich dem Ausgangsstrom der RC-Leitung ist, durch eine Stromquelle, die man sich zwischen C′ und B′ geschaltet denkt, nachgebildet wird. Ergänzend sei noch der geringe Elektronenstrom erwähnt, der neben dem erwünschten Löcherstrom zwischen Basis und Emitter fließt. Die wechselstrommäßige Wirkung dieses Nebenschlusses ist im Bild 45 [radio und fernsehen 12 (1960) S. 386] durch c_{en} und g_{en} dargestellt.

Die erläuterte physikalische Ersatzschaltung, dargestellt durch konzentrierte Elemente (Widerstände, Kondensatoren, Strom- und Spannungsquellen) vermittelt zwar einen sehr guten Einblick in das Verhalten eines Transistors, jedoch ist eine derartige Schaltung zu umfangreich und für den Praktiker nicht geeignet. Wie bereits erwähnt, besteht die Möglichkeit, eine Reihe von Elemente des Ersatzschaltbildes wegen ihres geringen Einflusses zu vernachlässigen. Inwieweit eine Vereinfachung des Ersatzschaltbildes möglich ist, hängt von den jeweiligen Betriebsbedingungen ab. Es ist einleuchtend, daß speziell der Frequenzbereich, in dem der Transistor arbeitet, hierbei eine entscheidende Rolle spielt. Bei höheren Frequenzen wirken sich kapazitive Spannungs- und Stromkomponenten wegen der Diffusions- und Sperrschichtkapazitäten immer stärker aus. Demgegenüber treten diese bei tiefen Frequenzen immer mehr in den Hintergrund, so daß man sich in einem solchen Fall das Ersatzschaltbild aus reellen Gliedern aufgebaut denken kann. Derartig einfache Ersatzschaltungen sind anwendbar, solange Transistoren bei Frequenzen betrieben werden, die klein gegenüber der „Grenzfrequenz" sind. Auf Grund der inneren Kapazitäten gibt es für jeden Transistor eine Frequenzgrenze, bei der die Stromverstärkung auf $1/\sqrt{2} \approx 70\%$ gegenüber der Stromverstärkung α bei 1000 Hz abgefallen ist. Oberhalb dieser Grenzfrequenz ist ein schneller Abfall der Stromverstärkung zu verzeichnen, so daß bei diesen Frequenzen ein Transistor als Verstärkerelement nicht mehr eingesetzt werden kann. Die Angabe der Grenzfrequenz f_α bezieht sich normalerweise auf die Basisschaltung. Wird ein Transistor in Emitterschaltung betrieben, so tritt der Verstärkungsabfall bereits bei wesentlich tieferen Frequenzen ein. Die Grenzfrequenz f_β der Emitterschaltung liegt etwa bei einer um den Stromverstärkungsfaktor β niederen Frequenz, gegenüber der Basisschaltung.

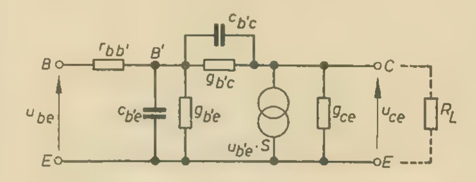


Bild 46: π-Ersatzschaltbild eines Transistors

Es ergibt sich der einfache Zusammenhang

$$f_\beta = f_\alpha \frac{\alpha}{\beta} \quad \text{oder} \quad f_\beta = f_\alpha (1 - \alpha).$$

Geht man nach diesen Überlegungen an die Aufstellung eines praktischen Ersatzschaltbildes heran, so ist außerdem von Wichtigkeit, inwieweit sich die Elemente der Schaltung überhaupt erfassen lassen. Zum Beispiel ist es meßtechnisch nicht oder nur angenähert möglich, Elemente, die sich auf innere, von außen nicht zugängliche Punkte beziehen, zu bestimmen.

Aus dem physikalischen Ersatzschaltbild lassen sich eine Vielzahl von brauchbaren Ersatzschaltungen ableiten, die sich auf verschiedene Betriebsverhältnisse beziehen. Es sei hier lediglich auf eine Schaltung nach Giacoletto hingewiesen, die in der Praxis oft angewendet wird und bei höheren Frequenzen noch brauchbare Ergebnisse liefert.

Nach Bild 46 liegt zwischen dem nicht zugänglichen inneren Basispunkt B′ und dem äußeren Basisanschluß B der Widerstand $r_{bb'}$. Dieser bildet zusammen mit dem Emitter-Querleitwert $g_{b'e}$ und der Diffusionskapazität $c_{b'e}$ einen frequenzabhängigen Eingangs-Spannungsteiler. Die am Ausgang (Kollektor) entstehende Wechselspannung u_{ce} ist durch das aktive Element gegeben, dargestellt durch den Stromgenerator $S \cdot u_{b'e}$, den Kollektorleitwert g_{ce} und den eventuell am Ausgang liegenden Lastwiderstand R_L. Hierbei ist S die dem Emitterstrom proportionale Steilheit des Transistors, die bei Zimmertemperatur etwa einen Wert von $39 \cdot I_e$ annimmt, S in $\frac{\text{mA}}{\text{V}}$. Da der vom Emitter einströmende Löcherstrom nicht von der Eingangsspannung u_{be} sondern von der um den Spannungsabfall an $r_{bb'}$ kleineren Spannung $u_{b'e}$ abhängig ist, wird der Stromgenerator dementsprechend durch $S \cdot u_{b'e}$ dargestellt. Die verbleibenden Elemente $c_{b'c}$ und $g_{b'c}$ stellen die bekannte Rückwirkung dar. Für diese ist bei höheren Frequenzen in erster Linie die von der Kollektorgleichspannung abhängige Sperrschichtkapazität $c_{b'c}$ maßgebend. Der Leitwert $g_{b'c}$ kann in diesem Fall meist gegenüber der Wirkung von $c_{b'c}$ vernachlässigt werden.

Durch bestimmte Meßmethoden, auf die später noch näher eingegangen wird, können die Größen der einzelnen Elemente bestimmt werden, so daß hiernach die Betriebsgrößen ermittelt werden können.

Praktische Ersatzschaltungen

Neben den mehr physikalisch-anschaulichen Darstellungen kann man das Wechselstromverhalten eines Transistors relativ leicht studieren und beschreiben, indem man ihn als einen (aktiven) Vierpol auffaßt. Ein solcher Vierpol besitzt zwei Anschlüsse am Eingang und zwei am Ausgang (Bild 47). Mit den vier an den Anschlußpunkten meßbaren elektrischen Größen, Eingangsspannung u_1, Eingangsstrom i_1, Ausgangsspannung u_2 und Ausgangsstrom i_2 ist das Verhalten eines derartigen Vierpols vollkommen beschrieben. Dabei ist völlig uninteressant, was



Bild 47: Allgemeine Darstellung eines Vierpols

im einzelnen im Inneren dieses Vierpols vorgeht und wie dieser aufgebaut ist, jedoch werden hierbei wieder lineare Verhältnisse vorausgesetzt, die beim Transistor im Kleinsignalbetrieb genügend genau erfüllt sind. Bei dieser Darstellungsweise lassen sich stets zwei der vier elektrischen Größen durch die verbleibenden zwei Größen angeben. Für die Ermittlung der gegenseitigen Beziehungen eignet sich besonders die Matrizenrechnung. Im folgenden sind drei der möglichen Matrizendarstellungen angegeben:

$$\begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} \quad \text{(I)}$$

$$\begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} \quad \text{(II)}$$

$$\begin{pmatrix} u_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_1 \\ u_2 \end{pmatrix} \quad \text{(III)}$$

Nach diesen Matrizengleichungen lassen sich Ersatzschaltungen zeichnen, die in den nachfolgenden Bildern dargestellt sind.

z-Ersatzschaltbild

Bild 48 zeigt das z-Ersatzschaltbild. Dieser Vierpol ist nach (I) durch die beiden Gleichungen

$$u_1 = z_{11}\, i_1 + z_{12}\, i_2, \quad (10)$$
$$u_2 = z_{21}\, i_1 + z_{22}\, i_2 \quad (11)$$

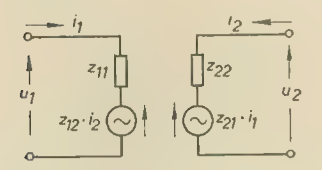


Bild 48: z-Ersatzschaltbild eines Vierpols

beschrieben. Hierbei stellen die z-Parameter Widerstände dar, die Kenngrößen des Vierpols (Transistors) sind und durch einfache Messungen ermittelt werden können. Liegt beispielsweise am Eingang des Vierpols eine Wechselspannungsquelle mit der Klemmenspannung u_1, so fließt im Eingangskreis der Wechselstrom i_1. Nimmt man ferner an, daß der Ausgang im Leerlauf betrieben wird, so daß $i_2 = 0$, ergibt sich aus Gleichung (10)

$$u_1 = z_{11}\, i_1 + z_{12} \cdot 0,$$

$$z_{11} = \frac{u_1}{i_1}\ (i_2 = 0)\,.$$

Danach ist z_{11} der Eingangswiderstand des Vierpols bei ausgangsseitigem Leerlauf.
Aus Gleichung (11) ergibt sich gleichzeitig

$$u_2 = z_{21}\, i_1 + z_{22} \cdot 0,$$

$$z_{21} = \frac{u_2}{i_1}\ (i_2 = 0)\,.$$

z_{21} stellt den Vorwärtswiderstand bei ausgangsseitigem Leerlauf dar. Er bildet zusammen mit dem Eingangsstrom i_1, das im Ausgangskreis wirksame aktive Element, dargestellt durch die Spannungsquelle $z_{21} i_1$.
Eine ähnliche Messung in umgekehrter Richtung ergibt die verbleibenden Parameter z_{12} und z_{22}. In diesem Fall wird der Eingang im Leerlauf betrieben, so daß $i_1 = 0$.
Aus Gleichung (10) ergibt sich

$$u_1 = z_{11} \cdot 0 + z_{12}\, i_2,$$

$$z_{12} = \frac{u_1}{i_2}\ (i_1 = 0)\,.$$

Durch diesen Widerstand z_{12} wird die in den Eingangskreis rückwirkende Spannung $z_{12}\, i_2$ angegeben. Somit können die Eingangs-Betriebsgrößen des Vierpols ermittelt werden.
Aus Gleichung (11) ergibt sich gleichzeitig

$$u_2 = z_{21} \cdot 0 + z_{22}\, i_2,$$

$$z_{22} = \frac{u_2}{i_2}\ (i_1 = 0)\,.$$

z_{22} ist somit der Ausgangswiderstand bei eingangsseitigem Leerlauf.

y-Ersatzschaltbild

Dieser Vierpol ist nach (II) durch die beiden Gleichungen

$$i_1 = y_{11}\, u_1 + y_{12}\, u_2,$$
$$i_2 = y_{21}\, u_1 + y_{22}\, u_2$$

beschrieben.

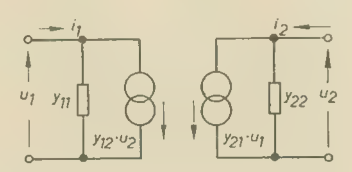


Bild 49: y-Ersatzschaltbild eines Vierpols

Dabei ist

$$y_{11} = \frac{i_1}{u_1}\ (u_2 = 0)$$

$$y_{12} = \frac{i_1}{u_2}\ (u_1 = 0)$$

$$y_{21} = \frac{i_2}{u_1}\ (u_2 = 0)$$

$$y_{22} = \frac{i_2}{u_2}\ (u_1 = 0)\,.$$

Danach ist also y_{11} der Eingangsleitwert bei kurzgeschlossenem Ausgang und y_{22} der Ausgangsleitwert bei kurzgeschlossenem Eingang. y_{12} und y_{21} sind die entsprechenden Gegenleitwerte in beiden Richtungen.
Bild 49 zeigt das y-Ersatzschaltbild eines Vierpols.

h-Ersatzschaltbild

Im Bild 50 ist das h-Ersatzschaltbild eines Vierpols dargestellt. Dieser Vierpol ist nach (III) durch die beiden Gleichungen

$$u_1 = h_{11}\, i_1 + h_{12}\, u_2,$$
$$i_2 = h_{21}\, i_1 + h_{22}\, u_2$$

beschrieben.

Dabei ist:

$$h_{11} = \frac{u_1}{i_1}\ (u_2 = 0)$$

$$h_{12} = \frac{u_1}{u_2}\ (i_1 = 0)$$

$$h_{21} = \frac{i_2}{i_1}\ (u_2 = 0)$$

$$h_{22} = \frac{i_2}{u_2}\ (i_1 = 0)\,.$$

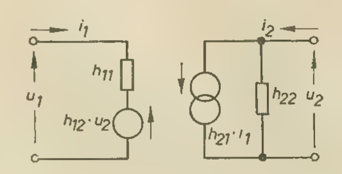


Bild 50: h-Ersatzschaltbild eines Vierpols

Danach stellt h_{11} den Eingangswiderstand bei kurzgeschlossenem Ausgang dar, und h_{12} ist die Spannungsrückwirkung bei offenem Eingang. h_{21} gibt die Stromverstärkung bei kurzgeschlossenem Ausgang und h_{22} den Ausgangsleitwert bei offenem Eingang an.
Wie aus den Definitionsgleichungen ersichtlich, ergeben sich für die h-Parameter verschiedene Dimensionen. h_{11} hat die Dimension eines Widerstandes (Ω), h_{12} und h_{21} sind dimensionslos und h_{22} hat die Dimension eines Leitwertes (Ω^{-1}). Demgegenüber haben die Parameter des z-Ersatzschaltbildes die Dimension eines Widerstandes und die des y-Ersatzschaltbildes die Dimension eines Leitwertes.
Aus den hier gezeigten Vierpoldarstellungen lassen sich noch eine Reihe von erweiterten Schaltungen ableiten. Wenn man daran denkt, daß mit steigender Arbeitsfrequenz die Wirkung der inneren Kapazitäten immer mehr in den Vordergrund tritt, so ergibt sich die Notwendigkeit, diese im Ersatzschaltbild entsprechend zu berücksichtigen. Arbeitet man jedoch in einem Frequenzbereich, der wesentlich unterhalb der Grenzfrequenz des Transistors liegt, so lassen sich die hier erwähnten einfachen Ersatzschaltungen ohne weiteres anwenden. Der Vorteil dieser Schaltungen besteht vor allem darin, daß jede der vier Parameter eine Aussage über ein bestimmtes Verhalten des Transistorvierpols darstellt. Welchem Ersatzschaltbild man nun den Vorzug gibt, hängt von mehreren Faktoren ab. Unter anderem interessiert die Frage, welche der Parameter sich am einfachsten messen lassen. In letzter Zeit wird deshalb die h-Parameterdarstellung in der Praxis vorzugsweise angewendet. Nach der in den Bildern 24 und 28 [siehe radio und fernsehen 4 und 6 (1960)] gezeigten Kennliniendarstellung eines Transistors lassen sich die h-Parameter unmittelbar ablesen, und zwar als Differentialkoeffizient am Arbeitspunkt einer Kurve.
Danach ergibt sich aus der Steigung der Kennlinie jeweils am Arbeitspunkt
im I. Quadranten h_{22},
im II. Quadranten h_{21},
im III. Quadranten h_{11}
und im IV. Quadranten h_{12}.

Wird fortgesetzt

Bauanleitung für ein Elektronenblitzgerät

HARTMUT KUHNT

Viele Blitzgeräte haben den Nachteil, daß sie vor jeder Aufnahme eingeschaltet werden müssen bzw. bei längerem Warten auf irgendwelche Schnappschußgelegenheiten, die ja das Blitzgerät erst unentbehrlich machen, Energie verbrauchen.
Die nachfolgend beschriebene Automatik vermindert den Energieverbrauch um etwa 80%, so daß das Gerät (Bild 1) auch längere Zeit in Bereitschaft gehalten werden kann.

Arbeitsweise

Nach dem Einschalten wird der Blitzkondensator C_2 aufgeladen. Ist die Spannung von etwa 510 V erreicht, zündet die Glimmlampe Gl_1, deren Strom im Gleichstromverstärker verstärkt wird, um das Relais zum Abschalten des Zerhackers zu bringen. Die Spannung am Blitzkondensator sinkt nun infolge von Leckströmen im Blitzkondensator und den Strömen, die durch die Spannungsteilerwiderstände und Glimmlampen fließen, nach 30···40 s auf 480···490 V. Bei dieser Spannung verlischt die Glimmlampe Gl_1 und schaltet den Zerhacker wieder ein, bis der Blitzkondensator seine volle Spannung erreicht hat. Entsprechend wird der Zerhacker auch eingeschaltet, wenn der Blitzkondensator durch einen Blitz entladen wird. Bild 2 zeigt das Schaltbild des Gerätes.

Mechanischer Aufbau

Der Aufbau richtet sich nach den vorhandenen Teilen, das Gerät soll so klein und leicht als möglich sein. Die Grundplatte besteht aus 3,5 mm Pertinax. Als Zerhacker dient ein handelsüblicher Zerhacker aus einem Autosuper, der besonders robust und von langer Lebensdauer ist. Das Relais sollte möglichst empfindlich sein bzw. bei einer geringen Leistung schalten. Nach den Relaisdaten richtet sich auch die Wahl des Transistors T_2. Bei Verwendung von Relais, die bei 6 V unter 10 mA schalten, lassen sich auch Transistoren OC 810 und OC 811 einsetzen. Als Transistor T_1 sind die Transistoren OC 810 und OC 811 geeignet. Beide Transistoren müssen aber in ihren Stromverstärkungsfaktoren ein gewisses Mindestprodukt ergeben, d. h., die Ströme von etwa 20··· 50 μA, die durch die Glimmröhre Gl_1 fließen, müssen auf den Ansprechstrom des jeweiligen Relais verstärkt werden, wobei der niedrigste Wert des Glimmröhrenstromes zugrunde gelegt werden muß. Zwei Transistoren mit gelbem Farbpunkt — oder besser — garantieren die nötige Verstärkung und bieten noch Reserven. Wenn Transistoren mit niedrigen Stromverstärkungsfaktoren zur Verfügung stehen, ist durch Versuch zu ermitteln, ob die Schaltung einwandfrei arbeitet.

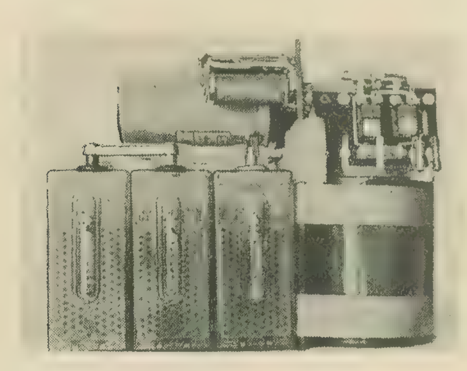


Bild 1: Elektronenblitzgerät ohne Gehäuse

Die Gleichspannungswandlerschaltung bietet keine Besonderheiten. Der 6-V-Bleiakku ist von der Firma D. Quaiser, Dresden. Bei der Verdrahtung ist zu beachten, daß die 500-V-Leitungen vom Blitzkondensator zur Blitzröhre mindestens einen Querschnitt von 2,5 mm² besitzen, da durch die hohen Entladungsströme Verluste auftreten können.

Die Größe des Lampenstabes — Bild 3 zeigt die Schaltung — richtet sich nach dem vorhandenen Reflektor, empfohlen werden kann der Micky-Blitz-Reflektor, der im Handel erhältlich ist. Die schwierigste Arbeit am ganzen Gerät ist die Anfertigung der Zündspule.

Auf einem 45 mm langen Trolitulkörper von 10 mm Durchmesser mit Fuß (aus Bandfilter) werden 9 Lagen 0,1 mm CuL wie folgt gewickelt: 38 mm vom Fuß wird ein Lötstützpunkt aus 0,5-mm-Schaltdraht in Form einer Öse angebracht. Hieran wird der 0,1-mm-Draht angelötet und in 4 mm Abstand von der Öse beginnend eine Lage von 25 mm Breite (Windung an Windung) aufgebracht. Auf diese Lage kommen zwei Windungen Ölpapier, wobei der Draht zwischen den Windungen weitergeführt wird, um die zweite Lage fortsetzen zu können. So wird fortgefahren bis zur neunten Lage (wobei jedesmal Lackpapier zwischengelegt wird). Auf die neunte Lage kommen 6···8 Windungen Lackpapier. Als Primärwicklung folgen zwei Lagen 0,3 mm CuL in gleicher Weise. Als Ölpapier ist das Dielektrikum aus alten Papierwickelkondensatoren gut geeignet. Die Anschlüsse der Spule ergeben sich wie folgt: Am Lötstützpunkt Z ist die Zündelektrode anzuschließen, das untere Ende der Primärwicklung wird mit dem Ende der Hochspannungswicklung verbunden und ergibt den Anschluß X, das obere Ende wird Anschluß Y. Zuletzt wird die Zündspule in erwärmtem Paraffin getränkt. Im Lampenstab befindet sich weiterhin eine Kontrollglimmlampe Gl_2, deren Spannungsteilerwiderstand so eingestellt wird, daß sie etwa bei 480 V zündet. Die Röhrenfassung der XB 81-62 sollte aus einem keramischen Werkstoff sein, da nicht alle Isolierstoffe genügend spannungsfest sind.

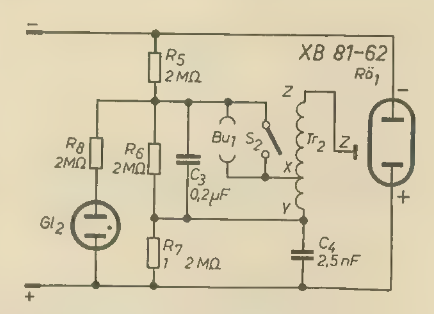


Bild 3: Schaltbild des Lampenstabes

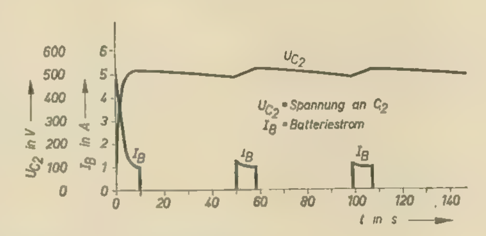


Bild 4: Ladecharakteristik

Der Lampenstab wird über Gummikabel (eventuell mit Steckverbindung) mit dem Gleichspannungswandlerkasten verbunden. Dieser besteht aus Holz oder Vinidur. Die Steckverbindung muß ein Vertauschen von (+) und (—) ausschließen und den VDE-Bestimmungen genügen.

Inbetriebnahme

Zunächst überzeuge man sich ohne Automatik von der richtigen Arbeitsweise des Gerätes, d. h., man mißt die Spannung am Blitzelko C_2, die auf etwa 525 V ansteigen kann. R_7 wird jetzt so eingestellt, daß die Glimmlampe Gl_2 bei etwa 480 V zündet.

Der Zündeinsatz von Gl_1 soll bei 510···520 V Blitzelkospannung liegen und kann mit dem Widerstand R_1 eingestellt werden. Die Glimmlampe Gl_1 verlischt dann etwa bei 480 V. Im Bild 4 ist die Ladecharakteristik dargestellt.

Sind die Transistoren eingesetzt und hat die Glimmröhre Gl_1 gezündet, so muß das Relais Rel_1 anziehen, um die Ladung zu unterbrechen. Die Differenz zwischen Zünd- und Löschspannung von Gl_1 soll 30 V nicht überschreiten. Am Anfang einer Neuladung — besonders wenn das Gerät einige Wochen nicht benutzt wurde — dauert die erste Aufladung etwa 30 s, da sich

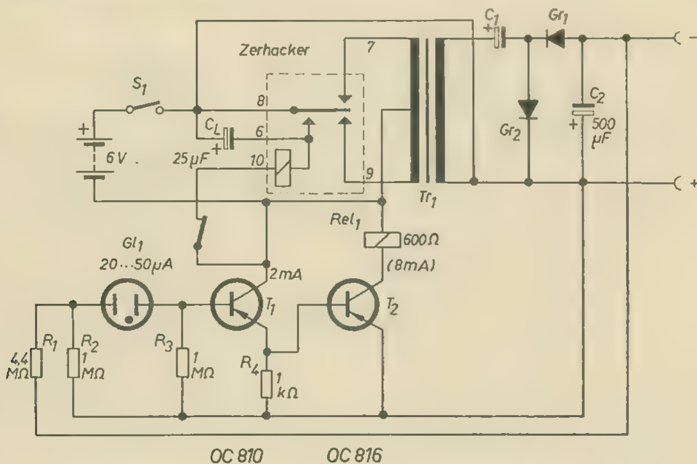
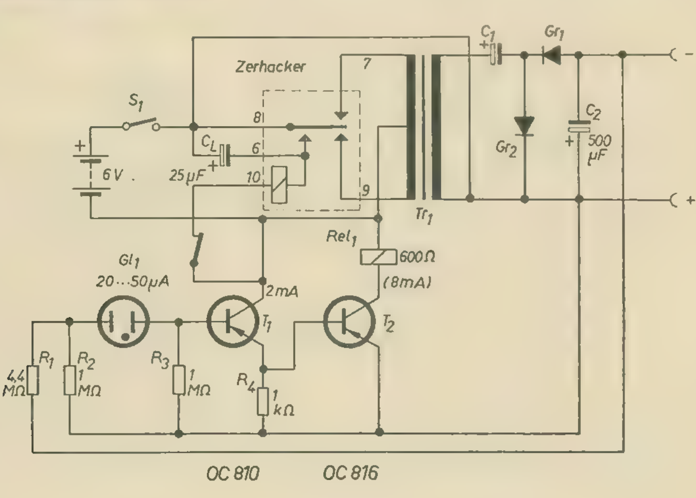



Bild 2: Schaltbild des Gerätes

Verwendete Einzelteile

Bauteil	Angabe
6-V-Bleiakku, 5 Ah	
Tr_1	Kern M 55
primär: 2× 37 Wdg, 1 mm CuL	
sekundär: 1810 Wdg, 0,1 mm CuL	
	wechselseitig geschichtet
Tr_2	siehe Text
Zerhacker Typ EMB 6 — 100/51	
C_1	4 μF; 500/550 V (Miniaturelko)
C_2	500 μF; 500/550 V (Blitzelko)
C_3	0,2 μF 250 V (Sikatrop)
C_4	2,5 nF; 250 V (Sikatrop)
C_L	25 μF; 30/35 V (Miniaturelko)
Gr_1 Gr_2	Selengleichrichter 40 ··· 60 mA, 250 V
Gl_1	Glimmröhre aus Spannungsprüfer DGL, Pressler
Gl_2	Glimmröhre T E L 15 — 01 oder T E L 15 — 11, DGL Pressler
Rel_1	Relais (600 Ω) mit Ruhekontakt
T_1	Transistor OC 810 ··· 816
T_2	Transistor OC 810 ··· 816
R_1	4 ··· 5 MΩ; 0,25 W
R_2	1 MΩ; 0,1 W
R_3	1 MΩ; 0,1 W
R_4	1 kΩ; 0,1 W
R_5	2 MΩ; 0,25 W
R_6	2 MΩ; 0,25 W
R_7	1 ··· 2 MΩ; 0,1 W
R_8	2 MΩ; 0,1 W
$Rö_1$	X B 81 — 62, DGL Pressler, mit keramischer Europafassung
S_1	Schiebeschalter
S_2	Druckkontakt
Bu	Synchronbuchse

der Blitzkondensator erst neu formieren muß. Als Leitzahl wurde 25 bei 17° DIN ermittelt.
Es wäre möglich, den Zerhackertrafo so auszulegen, daß er eine höhere Sekundärspannung abgibt und somit eine schnellere Ladung und Nachladung ermöglicht. Im Mustergerät wurde davon abgesehen, weil bei einem eventuellen Versagen der Automatik der Blitzkondensator infolge der nun steigenden Spannung zerstört würde. Es bleibt natürlich jedem überlassen, für welchen Weg er sich entscheidet. Bei einem zusätzlichen Einbau in ein schon vorhandenes Blitzgerät wird man sich für die zuerst gezeigte Lösung entscheiden.

Was ist ein Samplingoszillograf?

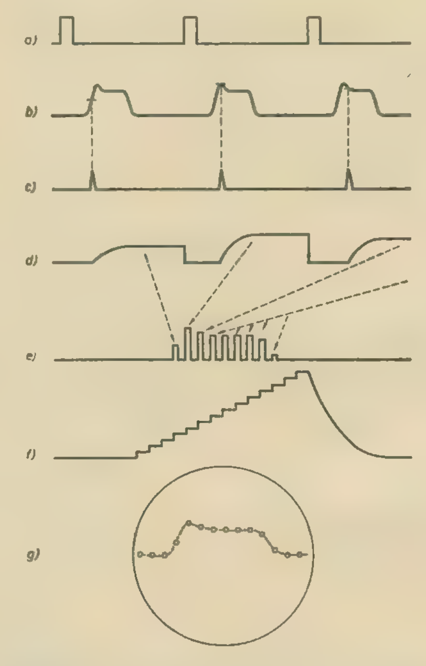
Bei den handelsüblichen Oszillografenröhren liegt die Meßspannung, die den Strahl um 1 cm auslenkt, etwa in der Größenordnung von 10 V. Dieser sogenannte Ablenkfaktor wurde in den letzten Jahren von etwa 20 V/cm auf 6 V/cm herabgesetzt und kann voraussichtlich auch weiterhin verkleinert werden. Trotzdem wird für Spannungen in der Größenordnung von Millivolt eine Anzeige der Meßgeräte durch die Katodenstrahlröhre auch in nächster Zukunft ohne Verstärkung nicht möglich sein.

Um die verschieden anfallenden Meßspannungen zu verstärken, die mitunter ein umfangreiches Frequenzspektrum haben, müssen Breitbandverstärker verwendet werden. Die modernen herkömmlichen Oszillografen sind mit Verstärkern ausgerüstet, deren Grenzfrequenzen bei 0 Hz und 30 MHz liegen [1].

Größere Bandbreiten sind mit RC-Verstärkern kaum zu erreichen. Deshalb verwendet man für Breitbandverstärker höherer Grenzfrequenz Kettenverstärker. Ein Kettenverstärker mit einer Grenzfrequenz von 100 MHz braucht bei zehnfacher Verstärkung etwa zehn hochwertige HF-Röhren und eine Reihe von Laufzeitkettengliedern. Bisher sind Kettenverstärker bis 200 MHz serienmäßig herstellbar und solche bis 400 MHz labormäßig angefertigt worden. Streukapazitäten und Streuinduktivitäten der Ketten, die durch ihren mechanischen Aufbau bedingt sind, haben großen Einfluß auf den Frequenzgang, indem dadurch gewisse Frequenzen angehoben und andere gedämpft werden können. Die Erzeugung eines für Meßzwecke erforderlichen linearen Frequenzganges ist deshalb sehr schwierig zu erreichen.

Wirkungsweise des Samplingoszillografen

Der Vorteil des Samplingoszillografen besteht darin, daß er durch eine punktweise Abtastung der Meßspannung eine Frequenzuntersetzung ermöglicht und dieses frequenzuntersetzte Resultat mit einem Niederfrequenzverstärker verstärkt werden kann. Das Prinzip der Wirkungsweise eines Samplingoszillografen ist im nachstehenden Bild wiedergegeben. Die obere Kurve (a) stellt den Triggerimpuls dar. Mit ihm sollen die zu messende Spannungsform (b) und der Oszillograf ausgelöst werden. Im Oszillografen wird daraufhin ein Nadelimpuls (c) gebildet. Dieser Nadelimpuls tastet in einer Mischstufe die Eingangsspannung ab und es entsteht ein in seiner Größe der Meßspannung im Abtastpunkt proportionaler Nadelimpuls, der in einer Impulsdehnerstufe die Form (d) erhält. Der nächste Triggerimpuls beendet den Impuls (d) und löst einen neuen Nadelimpuls aus, der aber nun etwas später kommt als der vorhergehende und



Schematische Wirkungsweise des Samplingoszillografen

die Meßspannung (b) in einem späteren Zeitpunkt abtastet. Auf diese Weise kann die Meßgröße in jeder Periode einmal abgetastet werden. Da dies jedesmal um das Intervall Δt verschoben geschieht, ergeben die einzelnen Abtastimpulse nach einer gewissen Periodenzahl ein punktweises Bild der Eingangsspannung. Die Kippspannung wird ebenfalls stufenweise verändert, so daß der Strahl während eines Impulses der Kurve (d) an einer Stelle verharrt. Dadurch entstehen am Oszillografenschirm konkrete Punkte (g). Die Folgefrequenz der Abtastimpulse wird durch die Folgefrequenz der Triggerimpulse bestimmt. Wird z. B. eine Auslösefolge von 1 ms verwendet und werden 100 Impulse zur Abtastung gebraucht, so dauert die vollständige Abtastung 100 ms. Die zu verstärkenden Impulse der Form (d) haben eine Breite von etwa 1 ms und ihre Anstiegszeit ist unkritisch. Der Verstärker benötigt also lediglich eine Bandbreite, die noch im Tonfrequenzgebiet liegen kann.

Wie man erkennt, wird durch den Samplingoszillografen das Verstärkerproblem stark vereinfacht. So ist es möglich, Transistoren in weitgehendem Maße zu verwenden. Aus der Literatur [2] ist ein Samplingoszillograf bekannt, der mit zehn Transistoren auskommt, die eine Grenzfrequenz von 10 MHz haben (OC 44). Der Nadelimpulserzeuger und die Mischstufe sind in den Tastkopf eingebaut, so daß damit eine Eingangskapazität von nur 1 pF erreichbar sein soll.

Die Grenzfrequenz der Samplingoszillografen wird hauptsächlich durch die Breite der Nadelimpulse (c) bestimmt. Bereits 1950 wurde ein „stroboskopischer" Oszillograf von Janssen [3] beschrieben, der mit Nadelimpulsen einer Breite von 10 ns $= 10^{-8}$ s eine Grenzfrequenz von 50 MHz erzielte. Heute kann man schmälere Impulse erzeugen und propagiert Samplingoszillografen bis 500 MHz. Man gibt an, daß sich die Grenzfrequenz f_g aus der Impulsdauer t nach der Beziehung

$$f_g = \frac{1}{2\,t} \quad \text{ergibt.}$$

Eine interessante Methode der Erzeugung von sogenannten Nanosekundenimpulsen gewährt die Avalanchemethode, bei der ein Transistor mit erhöhter Kollektorspannung betrieben wird [4]. Ein weiteres Problem stellt die Verzögerung der Nadelimpulse um die Werte Δt dar. Diese Beträge müssen außerdem den Sprüngen der Kippspannung entsprechen [5].

Zusammenfassend kann gesagt werden, daß das Samplingprinzip die Verstärkerfrage auf Kosten zweier anderer Probleme löst, von denen das eine in der Erzeugung sehr kurzer Nadelimpulse und das andere in der Beherrschung konstanter Verzögerungszeiten liegt. Auf Grund des heutigen Standes der Technik lassen sich diese beiden Probleme jedoch leichter lösen als das der Breitbandverstärker hoher oberer Grenzfrequenz. Hinzu kommt, daß die Laufzeit des Elektronenstrahls zwischen den Platten der Katodenstrahlröhre von untergeordneter Bedeutung ist.

Literatur

[1] G. Haindl: Zum Stand der Oszillografentechnik; Elektronische Rundschau 11, 12 (1958) und 1 (1959)

[2] Chaplin, Owens u. Cole: A Sensitative Transitor Oscillograph with DC to 300 Mc/s Response; Proceedings of the JEE Vol. 106 Part B (1959)

[3] J. ML. Janssen: Ein stroboskopischer Oszillograf bis 50 MHz; Philips Technische Rundschau 12 Nr. 3 (1950)

[4] Beale, Stephenson, Wolfendale: A Study of High-Speed Avalanche Transistors; Proceedings of the JEE Part B 104 (1957) 16

[5] R. Sugarman: Sampling Oscilloscope for Statistically Varying Pulses; Review of Scientific Instruments 28 p 933 (1957)

Messungen der elektrischen Parameter von Rechteckferriten

Dipl.-Ing. HANS-HERMANN RUDLOFF und Ing. FRIEDRICH JUMMEL

Mitteilung aus dem VEB Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik „Carl von Ossietzky", Teltow

Nachdem in radio und fernsehen 6 (1960) das Wesentlichste über die wichtigsten Meßgrößen von ferritischen Rechteckkernen enthalten war, soll dieser Beitrag einige prinzipielle Meßmöglichkeiten zeigen, die in der Praxis eine weitgehende Beurteilung der Kerne ermöglichen. Schon im ersten Teil wurde zwischen Schalt- und Speicherkernen unterschieden und erwähnt, daß eine ballistische Messung unwirtschaftlich sei.

Schaltkerne

Oszillografische Aufzeichnung der Hysteresekurve

Die Hysteresekurve gibt Aufschluß über einen wesentlichen Teil der interessierenden Parameter und gibt einen guten allgemeinen Überblick über das zu messende Material. Der Messung liegen geläufige Schaltungsanordnungen zugrunde (Bild 1). Hierbei durchfließt der einem Generator entnommene sinusförmige Erregerstrom mit einer maximalen Stärke von 4 A und bei einer variablen Frequenz von 20···100 kHz in einer Windung den Kern. Dieser Strom steuert den Prüfkern im Rhythmus seiner Frequenz von $+B_{max}$ nach $-B_{max}$ aus. Eine stromproportionale Spannung liegt dabei an den Zeitplatten eines Meßoszillografen. Um das lästige Bewickeln der Kerne zu vermeiden und mit je einer Primär- und Sekundärwindung auszukommen, ergibt sich der notwendige starke Strom von maximal 4 A.

Die Sekundärspannung

$$U_{sec} = -F \cdot \frac{\partial B}{\partial t}$$

muß, um $B = f(t)$ zu erhalten, integriert werden. Diese Integration kann prinzipiell über ein RC-Glied erfolgen, hat dabei jedoch eine Spannungsverminderung von etwa $\frac{1}{100}$ zur Folge, da, um die Integrationsbedingung einzuhalten,

$$\frac{R}{\frac{1}{\omega C}} \approx \frac{100}{1} \text{ sein muß.}$$

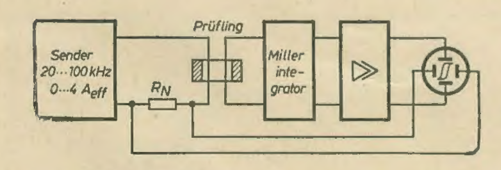


Bild 1: Meßanordnung zur Aufzeichnung der Hysteresekurve

Man verwendet deshalb einen Röhrenintegrator, in dem eine rückgekoppelte Röhre die Kapazität ersetzt. Damit findet neben der notwendigen Integration noch eine zusätzliche Verstärkung statt. Durch die äußerst geringe Höhe der integrierten Spannung muß das Integrierglied selbst sowie der anschließende Verstärker äußerst stabil aufgebaut sein, um Schwankungen der Verstärkung zu vermeiden. Die Anodenspannungen der betreffenden Röhren sind deshalb Batterien zu entnehmen.

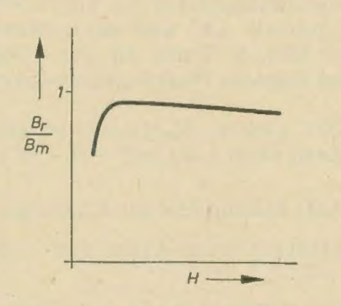


Bild 2: Verlauf des Verhältnisses $\frac{B_r}{B_m}$ als Funktion der Feldstärke

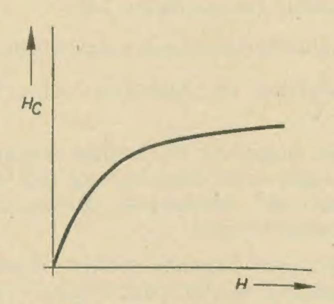


Bild 3: Verlauf der Koerzitivkraft als Funktion der Feldstärke

Gelangt die so verstärkte B-proportionale Spannung auf die Meßplatten des Oszillografen, so zeigt dieser die Hysteresekurve des Materials, wenn der B-Verstärker das gesamte Spektrum der sekundären Umschaltimpulse verstärkt.

Eine weitere Bedingung ist die exakte Sinusform des Primärstromes, die dadurch zu erzielen ist, daß der Erregerstrom über einen Reihenresonanzkreis fließt.

Nach Eichung des B- und H-Kanals sind die interessierenden Werte des Ferritringes direkt ablesbar. Die Temperatureinflüsse lassen sich dadurch messen, indem die Prüfkernhalterung in einem Temperiergefäß angeordnet ist.

Bei Prüfkernen mit kleinem Querschnitt (z. B. 2-mm-Kerne) sind die Sekundärspannungen derart gering, daß sich Verzeichnungen der Hysteresekurve ergeben. Bei extrem kleinen Querschnitten ist dies nur durch Verdoppeln der Windungszahlen zu umgehen. Mit dieser Meßanordnung sind die Kurven in den Bildern 2 und 3 aufgenommen worden.

Messung der Schaltzeit und des Nutz-Störspannungsverhältnisses

Um die Umschaltzeit eines Rechteckkernes zu bestimmen, muß man auf ein impulsförmiges Primärprogramm zurückgreifen. Die Anstiegsflanken der Rechteckimpulse sollen dabei eine Zeit, die etwa $^1/_{10}$ der zu erwartenden Schaltzeit entspricht, nicht überschreiten (0,2 μs). Die Impulsfolgefrequenz soll etwa der Arbeitsfrequenz entsprechen. Da die

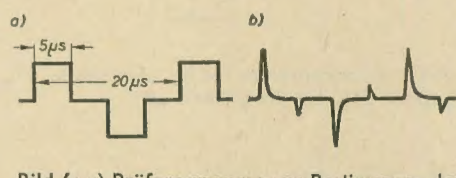


Bild 4: a) Prüfprogramme zur Bestimmung der Schaltzeit an Schaltkernen, b) Sekundärprogramm

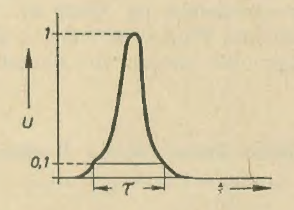


Bild 5: Definition der Schaltzeit

Schaltkerne keiner Störung unterliegen, genügt das Programm der ungestörten „1", wobei im allgemeinen dem Punkt $+B_r$ die Bezeichnung „1" und dem Punkt $-B_r$ die Bezeichnung „0" zu geben ist.

Demzufolge ist das Programm für die ungestörte „1" ein Mäanderimpuls nach Bild 4.

Der Kern wird fortlaufend mit der Vorderflanke des positiven Impulses von

$-B_r$ nach $+B_m$ (Nutzimpulse) und mit der Rückflanke von $+B_m$ nach $+B_r$ (Störimpuls) umgeschaltet. Sinnentsprechend ergibt auch der negative Impuls ein Nutz- und ein Störsignal entsprechender Polarität.
Die Größe des Störimpulses ist als Folge des Dachabfalles der Hysteresekurve im I. Quadranten ebenfalls ein Maß für das Verhältnis $\frac{B_r}{B_m}$. Das Nutz-Störspannungsverhältnis $\frac{U_N}{U_{St}}$ liegt bei den gebräuchlichen Kernen etwa bei 20 : 1 ··· 40 : 1. Die Schaltzeit ist auf dem Oszillografen bei geeigneter Zeitdehnung ablesbar (z. B. durch Zeitmarken oder durch geeichte Verschiebespannung). Die Schaltzeit τ ist

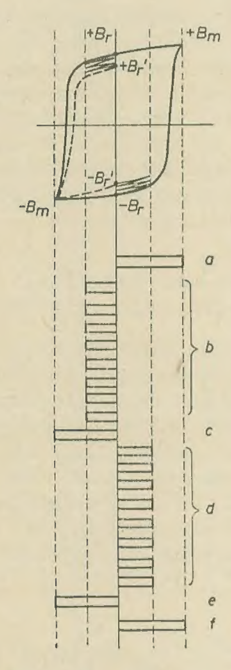


Bild 6: Prüfprogramm für die ungestörte „1", gestörte „1" und die gestörte „0"

dabei als die Zeit definiert, die zwischen dem Zeitpunkt liegt, bei dem die Spannung 10% ihres Maximalwertes erreicht und dem, bei dem sie auf die gleiche Größe wieder abgefallen ist (Bild 5). Die gebräuchlichen Werte für τ liegen zwischen 1 ··· 10 μs und hängen von verschiedenen Erwägungen ab. Einerseits hat man die Möglichkeit, mit kleinen Schaltzeiten die Arbeitsgeschwindigkeit zu erhöhen, andererseits sind oft die zweckmäßig in Verbindung mit ferritischen Rechteckkernen verwendeten Transistoren wegen ihrer Grenzfrequenz nicht in der Lage, kurze Impulse zu verarbeiten.

Speicherkerne

Speicherkerne haben die Aufgabe, den ihnen einmalig eingeprägten Wert („1" oder „0") unabhängig von der Zahl der Störimpulse, die im allgemeinen die Höhe $\frac{I_m}{2}$ haben, solange möglichst unverändert beizubehalten, bis ein Leseimpuls den Wert löscht. Es genügt also nicht die Prüfung der ungestörten „1" oder „0". Abgesehen von der vorhererwähnten zweckmäßigen Messung der Hysteresekurve ist zur Prüfung der Speichereigenschaften der Kerne ein Impulsprogramm zu benutzen, das neben den Umschaltimpulsen auch eine bestimmte Anzahl von Störimpulsen entsprechender Polarität enthält. Die Wirkungsweise eines Prüfprogrammes für die ungestörte „1", die gestörte „1" und die gestörte „0" zeigt Bild 6. Darin ist das Programm durch folgende Punkte gekennzeichnet:

a) Der positive H_m-Impuls schaltet den Kern über $+B_m$ auf $+B_r$ („1").

b) Acht Störimpulse der Amplitude $-\frac{H_m}{2}$ bewirken einen Abfall von $+B_r$ nach $+B_r'$.

c) Ein negativer H_m-Impuls ruft den Umschaltimpuls $+B_r' \rightarrow -B_m$ hervor und bringt den Kern in Stellung $-B_r$ („0"): gestörter Nutzimpuls (Programm der gestörten „1").

d) Acht Störimpulse der Amplitude $+\frac{H_m}{2}$ bewirken ein Absinken von $-B_r$ auf $-B_r'$.

e) Ein negativer H_m-Impuls bewirkt von neuem eine Orientierung des Kernes auf „0": Störimpuls (Programm der gestörten „0").

f) Der jetzt folgende positive H_m-Impuls schaltet wieder vom Punkt $-B_r$ auf $+B_m$ und gibt damit den ungestörten Nutzimpuls (Programm der ungestörten „1"). Dieser Vorgang wiederholt sich in einem einstellbaren Rhythmus.

Der Oszillograf zeichnet als wesentlichstes Auswertekriterium den Verlauf der Sekundärspannungen der ungestörten und der gestörten Nutzimpulse sowie der Störimpulse auf (Bild 7).

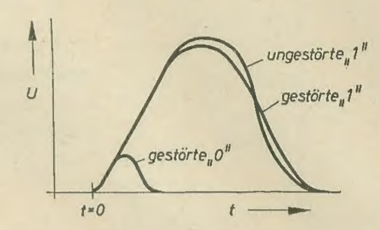


Bild 7: Nutz- und Störimpuls am Speicherkern nach dem Prüfprogramm entsprechend Bild 6

Im Bild 7 wurde Sorge getragen, daß die ursprünglich mit verschiedener Polarität und zu verschiedenen Zeiten sich ergebenden Sekundärimpulse mit gleicher Polarität und zur gleichen Zeit t_0 auf den Leuchtschirm gelangen. Als Gütekriterium für den Kern gilt dann das Verhältnis der Spannungen $\frac{\text{gestörte „1"}}{\text{gestörte „0"}}$, womit man feststellt, ob der Kern auch nach einer Folge von acht Störimpulsen seinen Remanenzpunkt ausreichend stabil beibehalten hat.
Der Aufbau eines solchen Prüfgerätes ist relativ kompliziert und steht in keinem Verhältnis zu dem geringen Preis eines Rechteckkernes. Da andererseits jedoch die zu prüfenden Ringe in sehr großen Stückzahlen anfallen, erhebt sich aus wirtschaftlichen Gründen die Forderung, den Meßvorgang zu automatisieren, um den Endpreis des Bauelementes günstig zu beeinflussen.
Nach diesem groben Überblick über ein relativ neues Gebiet der speziellen Meßtechnik sei noch erwähnt, daß die Anforderungen an die einzelnen Kerntypen von seiten der Verbraucher durchaus verschieden sein können und daß demzufolge auch die Meßmethoden stark beweglich sein müssen. Die beigefügte Tabelle zeigt einige Rechteckkerne mit ihren elektrischen Daten aus dem VEB WBN „Carl von Ossietzky" Teltow.

Elektrische Daten einiger Rechteckkerne vom VEB WBN „Carl von Ossietzky" Teltow

	B_m bei H = 320 A/m (~ 4 Oe)	B bei H = 120 A/m (~ 1,5 Oe)	$\frac{B_r}{B_m}$ bei H = 120 A/m (~ 1,5 Oe)	H_c bei H = 120 A/m (~ 1,5 Oe)	$\frac{U_N}{U_{St}}$	τ in μs	$R_s = \frac{B_{-(Hm)/2}}{B_{(Hm)}}$ bei H = 120 A/m (~ 1,5 Oe)
Schaltkern MgR 1	0,22 Wb/m² (≙ 2200 G)	0,18 Wb/m² (≙ 1800 G)	0,9	60 A/m (~ 1 Oe)	$\frac{15}{1}$	~ 0,8 ··· 1,4	
Schaltkern MgR 2	0,26 Wb/m² (≙ 2600 G)	0,24 Wb/m² (≙ 2400 G)	0,95	60 A/m (~1 Oe)	$\frac{25}{1}$	~ 0,9 ··· 1,4	0,80
Speicherkern MgS 2	0,26 Wb/m² (≙ 2600 G)	0,25 Wb/m² (≙ 2500 G)	0,93	75 A/m (~1,2 Oe)		~ 1	0,85



1



2



3

TV-Überreichweitenempfang

Ein Bericht über TV-Überreichweitenempfang erreichte uns von unserem Leser Herrn Hans Kieckbusch, Finsterwalde N.-L.

Die von ihm freundlicherweise mitgelieferten näheren Angaben sind in der untenstehenden Tabelle zusammengefaßt.

Empfangsgerät: Eigenbau, für alle bestehenden Normen

Antenne: Schleifendipol, etwa 3 m lang, horizontal bzw. vertikal

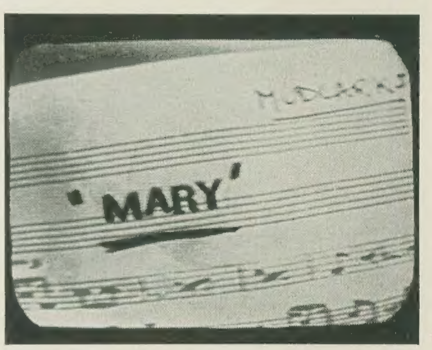
Besonders beachtenswert ist Bild 4.

Ähnliche von ihm eingesandte Fotos wurden von der BBC als „bewundernswert" bezeichnet.

Bild	Sender	Zeilen-zahl	Zeilen-frequenz in Hz	Ton in MHz	Bild in MHz	Modulationsart
1	RTF	819	20475	41,25	52,4	Positivmodulation
2	RTF Paris	819	20475	41,25	52,4	Positivmodulation
3	RTF	819	20475	41,25	52,4	Positivmodulation
4	BBC	405	10125	58,25	61,75	Positivmodulation
5	BBC Sutton	405	10125	58,25	61,75	Positivmodulation
6	BBC Coldfield	405	10125	58,25	61,75	Positivmodulation
7	BBC	405	10125	58,25	61,75	Positivmodulation
8	BBC Holme Moss	405	10125	48,25	51,75	Positivmodulation
9	BBC London	405	10125	41,5	45,0	Positivmodulation



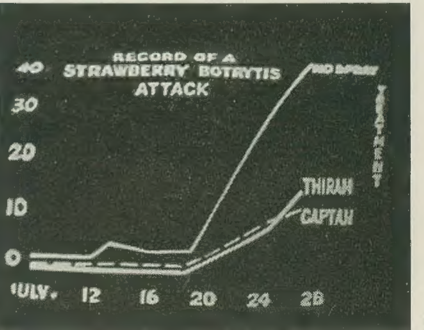
4



5



6



7



8



9